



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## DVOJČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ S TRANSFORMÁTOREM

FULL BRIDGE DC-DC CONVERTER WITH TRANSFORMER

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Daniel Boháček

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Martin Folprecht

BRNO 2019

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Daniel Boháček

**ID:** 186034

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2018/19

**NÁZEV TÉMATU:**

## Dvojčinný propustný měnič s transformátorem

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

1. Analyzujte princip činnosti dvojčinného propustného měniče s impulsním transformátorem. Měnič bude napájen ze sítě 230 V, 50 Hz. Výstupní stejnosměrné napětí bude regulovatelné v rozsahu 0 až 48 V, výstupní proud v rozsahu 0 až 5 A, nastavitelné proudové omezení. Měnič bude sloužit jako výukový laboratorní přípravek.
2. Postupně navrhnete obvodově i konstrukčně výkonovou část měniče, transformátor, LC-filtr, PWM modulátor, budiče spínacích tranzistorů, kaskádní regulační strukturu výstupních veličin.
3. Celý měnič realizujete a experimentálně ověříte jeho vlastnosti.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUT IUM, Brno, 2011.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

**Termín zadání:** 4.2.2019

**Termín odevzdání:** 22.5.2019

**Vedoucí práce:** Ing. Martin Folprecht

**Konzultant:**

**doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.**  
*předseda oborové rady*

**UPOZORNĚNÍ:**

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Tato práce se zabývá problematikou dvojčinného propustného měniče s transformátorem. Cílem této práce je návrh, konstrukce a ověření funkčnosti měniče, který bude sloužit jako výukový laboratorní přípravek.

## **Klíčová slova**

Dvojčinný propustný měnič, DC/DC měnič, pulsní šířková modulace (PWM), impulsní transformátor, tranzistory MOS-FET, výstupní LC filtr, budiče tranzistorů s galvanickým oddělením, kaskádní regulační struktura, laboratorní přípravek.

## **Abstract**

This semestral thesis deals with the issue of full bridge DC-DC converter with transformer. The aim of this semestral thesis is the design, construct and verification of functionality converters, which will be used as laboratory tool.

## **Keywords**

Full bridge DC-DC converter with transformer, DC/DC converter, pulse width modulation (PWM), pulse transformer, transistors MOS-FET, output LC-filter, driver transistor with galvanic isolation, cascading regulatory structure, laboratory tool.

## **Bibliografická citace:**

BOHÁČEK, D. *Dvojčinný propustný měnič s transformátorem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2019. 56 s.  
Vedoucí práce: Ing. Martin Folprecht.

## **Prohlášení**

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma Dvojčinný propustný měnič s transformátorem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Martinu Folprechtovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

# Obsah

|       |                                                          |    |
|-------|----------------------------------------------------------|----|
| 1     | Úvod, popis a rozdělení měničů .....                     | 1  |
| 1.1   | Úvod.....                                                | 1  |
| 1.2   | Popis měniče .....                                       | 1  |
| 1.3   | Klasifikace výkonových měničů .....                      | 1  |
| 2     | Dvojčinný propustný měnič s transformátorem.....         | 3  |
| 2.1   | Obeční popis, popis činnosti a konstrukce .....          | 3  |
| 2.2   | První řídicí algoritmus celého můstku .....              | 4  |
| 2.3   | Druhý řídicí algoritmus celého můstku.....               | 7  |
| 2.4   | Sekundární usměrňovače dvojčinných měničů.....           | 9  |
| 2.4.1 | Dvoucestný můstkový usměrňovač .....                     | 10 |
| 2.4.2 | Dvoucestný uzlový usměrňovač s nulovou diodou .....      | 11 |
| 2.4.3 | Dvoucestný uzlový usměrňovač bez nulové diody.....       | 12 |
| 2.4.4 | Proudový zdvojovač .....                                 | 13 |
| 2.5   | Výkonová část měniče použitá při konstrukci .....        | 14 |
| 3     | Návrh jednotlivých funkčních celků .....                 | 15 |
| 3.1   | Vstupní síťový napáječ .....                             | 15 |
| 3.1.1 | Problematika dvoupulzního usměrňovače .....              | 15 |
| 3.1.2 | Návrh dvoupulzního usměrňovače .....                     | 17 |
| 3.2   | Návrh impulsního oddělovacího kondenzátoru .....         | 18 |
| 3.3   | Impulsní transformátor .....                             | 19 |
| 3.4   | Výstupní LC-filtr.....                                   | 21 |
| 3.4.1 | Návrh filtračních tlumivek.....                          | 21 |
| 3.4.2 | Návrh filtračních kondenzátorů .....                     | 24 |
| 3.5   | Návrh polovodičů – proudové a napěťové dimenzování ..... | 24 |
| 3.5.1 | Dimenzování spínacích tranzistorů.....                   | 25 |
| 3.5.2 | Dimenzování primárních nulových diod .....               | 25 |
| 3.5.3 | Dimenzování sekundárních usměrňovacích diod .....        | 25 |
| 3.5.4 | Dimenzování sekundárních nulových diod.....              | 26 |
| 3.6   | Budič spínacího tranzistoru.....                         | 26 |
| 3.7   | PWM modulátor.....                                       | 28 |
| 3.8   | Regulační obvody.....                                    | 30 |
| 3.9   | Napájecí zdroj regulačních obvodů.....                   | 32 |
| 3.10  | Galvanické oddělení .....                                | 32 |
| 4     | Ztráty polovodičových prvků a jejich chlazení.....       | 33 |
| 4.1   | Vznik a šíření tepla.....                                | 33 |
| 4.2   | Postup výpočtu tepelného odporu pro výběr chladiče ..... | 33 |
| 4.3   | Spínací tranzistory.....                                 | 34 |
| 4.4   | Vstupní síťový usměrňovač .....                          | 35 |

|     |                                                       |    |
|-----|-------------------------------------------------------|----|
| 4.5 | Primární nulové diody .....                           | 36 |
| 4.6 | Sekundární usměrňovací diody .....                    | 36 |
| 4.7 | Sekundární nulové diody .....                         | 36 |
| 4.8 | Napěťové stabilizátory .....                          | 37 |
| 5   | Realizace, konstrukční změny a záznamy z měření ..... | 38 |
| 5.1 | Realizace a konstrukční změny .....                   | 38 |
| 5.2 | Záznamy z měření .....                                | 39 |
| 6   | Závěr .....                                           | 50 |
|     | Literatura .....                                      | 52 |
|     | Seznam symbolů, veličin a zkratk .....                | 53 |
|     | Seznam příloh .....                                   | 56 |



# Seznam obrázků

|                                                                                                        |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Obr. 1: Dvojitý propustný měnič - celý můstek - základní zapojení (převzato z [2]).                    | 4  |
| Obr. 2: Časové průběhy důležitých veličin měniče v režimu naprázdno (převzato z [2])                   | 5  |
| Obr. 3: Časové průběhy důležitých veličin měniče v režimu se zátěží (převzato z [2]).                  | 6  |
| Obr. 4: Časové průběhy důležitých veličin měniče při plné střídě (převzato z [2])                      | 6  |
| Obr. 5: Časové průběhy důležitých veličin druhého řídicího algoritmu (převzato z [2])                  | 8  |
| Obr. 6: Časové průběhy důležitých veličin při plném otevření                                           | 9  |
| Obr. 7: Náhrada VA-charakteristiky diody lomenou přímkou                                               | 9  |
| Obr. 8: Schéma dvoucestného můstkového usměrňovače (převzato z [2])                                    | 10 |
| Obr. 9: Časové průběhy proudů dvoucestného můstkového usměrňovače (převzato z [2])                     | 10 |
| Obr. 10: Schéma dvoucestného uzlového usměrňovače s nulovou diodou (převzato z [2])                    | 11 |
| Obr. 11: Časové průběhy proudů dvoucestného uzlového usměrňovače s nulovou diodou (převzato z [2])     | 11 |
| Obr. 12: Schéma dvoucestného uzlového usměrňovače bez nulové diody (převzato z [2])                    | 12 |
| Obr. 13: Časové průběhy proudů dvoucestného uzlového usměrňovače bez nulové diody (převzato z [2])     | 12 |
| Obr. 14: Schéma proudového zdvojovače (převzato z [2])                                                 | 13 |
| Obr. 15: Časové průběhy proudu proudového zdvojovače (převzato z [2])                                  | 13 |
| Obr. 16: Zapojení výkonové části měniče                                                                | 14 |
| Obr. 17: Schéma dvoupulzního usměrňovače (převzato z [3])                                              | 15 |
| Obr. 18: Časové průběhy napětí a proudů usměrňovače (převzato z [3])                                   | 16 |
| Obr. 19: Schéma budiče spínacího tranzistoru (převzato z [2])                                          | 26 |
| Obr. 20: Časové průběhy důležitých veličin v budiči (převzato z [2])                                   | 27 |
| Obr. 21: Schéma PWM modulátoru (převzato z [7])                                                        | 29 |
| Obr. 22: Schéma regulačních obvodů (převzato z [7])                                                    | 31 |
| Obr. 23: Schéma napájecího zdroje regulačních obvodů (převzato z [7])                                  | 32 |
| Obr. 24: Tepelné schéma pro výpočet chladiče (převzato z [8])                                          | 33 |
| Obr. 25: Pilový průběh napětí vnitřního oscilátoru PWM modulátoru SG3525                               | 39 |
| Obr. 26: Dvoukanálové zobrazení výstupních signálů PWM modulátoru                                      | 39 |
| Obr. 27: Průběh napětí $u_{ds}$ na spínacím tranzistoru $T_{01}$ v budiči výkonového tranzistoru $T_1$ | 40 |
| Obr. 28: Průběh napětí $u_{GS}$ výkonového tranzistoru $T_1$                                           | 40 |
| Obr. 29: Detail šumu v průběhu napětí $u_{GS}$ výkonového tranzistoru $T_1$                            | 41 |
| Obr. 30: Průběh napětí $u_{DS}$ na výkonovém tranzistoru $T_4$ („dolní“)                               | 41 |
| Obr. 31: Detail náběžné hrany napětí $u_{DS}$ na výkonovém tranzistoru $T_4$ („dolní“)                 | 42 |
| Obr. 32: Detail sestupné hrany napětí $u_{DS}$ na výkonovém tranzistoru $T_4$ („dolní“)                | 42 |

|                                                                                              |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Obr. 33: Primární napětí $u_1$ výkonového impulsního transformátoru .....                    | 43 |
| Obr. 34: Náběžná hrana primárního napětí $u_1$ výkonového impulsního transformátoru          | 43 |
| Obr. 35: Sestupná hrana primárního napětí $u_1$ výkonového impulsního transformátoru .....   | 44 |
| Obr. 36: Sekundární napětí $u_2$ výkonového impulsního transformátoru .....                  | 44 |
| Obr. 37: Náběžná hrana sekundárního napětí $u_2$ výkonového impulsního transformátoru .....  | 45 |
| Obr. 38: Sestupná hrana sekundárního napětí $u_2$ výkonového impulsního transformátoru ..... | 45 |
| Obr. 39: Napětí na sekundární nulové diodě $D_6$ .....                                       | 46 |
| Obr. 40: Detail náběžné hrany napětí na sekundární nulové diodě $D_6$ .....                  | 46 |
| Obr. 41: Detail sestupné hrany napětí na sekundární nulové diodě $D_6$ .....                 | 47 |
| Obr. 42: Napětí na sekundární usměrňovací diodě $D_5$ .....                                  | 47 |
| Obr. 43: Detail náběžné hrany napětí na sekundární usměrňovací diodě $D_5$ .....             | 48 |
| Obr. 44: Detail sestupné hrany napětí sekundární usměrňovací diodě $D_5$ .....               | 48 |
| Obr. 45: Dvoukanálové zobrazení sekundárních napěťových impulsů .....                        | 49 |
| Obr. 46: Výstupní napětí měniče .....                                                        | 49 |

# 1 ÚVOD, POPIS A ROZDĚLENÍ MĚNIČŮ

## 1.1 Úvod

V současnosti si nelze představit svět bez elektronických zařízení. Všechny tyto zařízení využívají měničů jako jsou usměrňovače, střídače, transformátory, měniče frekvence, spínané zdroje.

Tato práce se zabývá návrhem dvojčinného propustného měniče s transformátorem, který bude sloužit jako výukový laboratorní přípravek. Postupně budou navrženy různé části měniče jako je výstupní LC-filtr, impulsní transformátor, vstupní síťový napaječ, budič spínacího tranzistoru, PWM modulátor, regulační obvody a napaječ pro regulační obvody. Rovněž bude navrženo napěťové a proudové dimenzování polovodičových prvků. Z nadimenzovaných polovodičů budou určeny podle katalogů typy součástek. Pro tyto součástky bude vypočítán ztrátový výkon a budou pro ně navrženy příslušné chladiče.

## 1.2 Popis měniče

Měnič je zařízení, které slouží k přeměně jedné formy energie na jinou formu energie. Podle toho můžeme měniče spatřit jako výkonové polovodičové měniče a měniče elektro-mechanické (elektrické stroje, piezoelementy, magneto-hydrodynamické motory i generátory), elektro-elektrické (transformátory, které jsou zařazovány do kategorie elektrických strojů), mechanicko-mechanické (převodovky, páky, vačky), elektro-chemické (akumulátory, palivové články), tepelně elektrické (termočlánky, fotovoltaické články). Výkonový polovodičový měnič slouží k přeměně vstupní elektrické energie určité kvality na výstupní elektrickou energii kvality jiné. Hlavním požadavkem u měničů je, aby se jeho účinnost blížila co nejvíce jedné. Vstupní i výstupní elektrickou energií se rozumí napětí, proud, kmitočet a činný výkon. Kvalita energie závisí na velikosti, regulovatelnosti, stálosti výstupních veličin a elektromagnetické kompatibilitě. Dále závisí na časových průbězích (tvaru a kmitočtu) a spektrální kvalitě (obsah vyšších harmonických) napětí a proudu, a také na tom, jestli se jedná o energii v podobě střídavé nebo stejnosměrné [1].

## 1.3 Klasifikace výkonových měničů

Rozlišujeme čtyři základní typy měničů [1]:

- stř/ss – usměrňovače
- stř/stř – střídavé měniče napětí
- ss/ss – stejnosměrné pulsní měniče
- ss/stř – střídače

Tyto čtyři základní typy výkonových měničů se dají dále rozdělit na základě různých kritérií. Usměrnovače můžeme rozdělit na řízené (tyristorové), polořízené (obsahující tyristory a diody), neřízené (diodové) a aktivní (obsahující tranzistory a diody). Podle zapojení lze usměrnovače rozdělit na můstkové (nevede do nich nulový vodič sítě) a uzlové (vede do nich nulový vodič). U můstkových usměrnovačů je výhodou, že vstupní fázový proud neobsahuje stejnosměrnou složku, zatímco u uzlových ano, a touto složkou je stejnosměrně přesycován síťový transformátor. Dále jsou usměrnovače děleny podle počtu fází napájecí sítě nebo podle počtu usměrněných pulsů v jedné síťové periodě nebo také podle přítomnosti nulové diody. Usměrnovače bez okruhových proudů a s okruhovými proudy se řadí do čtyřkvadrantových usměrnovačů.

Střídavé měniče napětí jsou rozděleny na jednofázové a trojfázové, přičemž oba dva typy obsahují triaky, případně tyristory.

Stejnoseměrné pulsní měniče se dělí na měniče bez impulsního transformátoru, s impulsním transformátorem a na měniče zvláštní. Všechny tyto typy obsahují tranzistory a diody. Stejnoseměrné pulsní měniče bez impulsního transformátoru jsou vhodné pro použití u pohonů. Tyto měniče se dělí podle toho, v jakém a v kolika kvadrantech pracují. Měnič snižující napětí (pracující v I. kvadrantu), měnič zvyšující napětí (pracující v II. kvadrantu), dvoukvadrantový měnič pracující v I. a II. nebo v I. a IV. kvadrantu, čtyřkvadrantový můstek pracující v I. až IV. kvadrantu. Stejnoseměrné pulsní měniče s impulsním transformátorem jsou používány pro spínané zdroje. Tyto měniče se dělí na jednočinné propustné, dvojčinné propustné a jednočinné blokující. Stejnoseměrné pulsní budiče „zvláštní“ jsou nevhodné pro použití u pohonů. Měnič se společnou tlumivkou, Čukův měnič a měniče SEPIC a Zeta jsou představiteli stejnosměrných pulsních budičů „zvláštních“.

Střídače bývají používány pro střídavé pohony, u záložních zdrojů (UPS) a jako měniče kmitočtů. Do těchto měničů patří jednofázová a třífázová sinusová pulsní šířková modulace (PWM). U střídačů bývají používány tranzistory a diody [1].

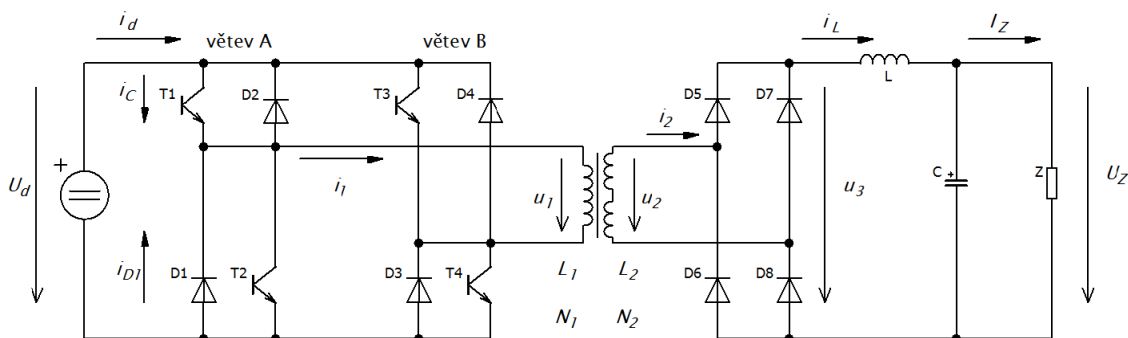
## 2 DVOJČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ S TRANSFORMÁTOREM

### 2.1 Obecný popis, popis činnosti a konstrukce

Tento měnič má schopnost pracovat ve více kvadrantech. U tohoto měniče jsou použity k přenášení výkonu napěťové pulsy obou polarit, a proto je při použití stejného jádra transformátoru možné přenést větší výkon. Výhodou tohoto měniče je, že pokud bude použito stejného jádra transformátoru jako u jednočinného propustného měniče, dokáže přenášet větší výkon do zátěže. Nevýhodou tohoto měniče je složité řízení.

Vstupní energie je přenášena na výstup pomocí příslušných tranzistorů  $T_1$  a  $T_4$  nebo  $T_2$  a  $T_3$ . Pomocí transformátoru je zajištěno galvanické oddělení vstupní a výstupní části měniče. Vstupní část měniče je tvořena ze stejnosměrného obvodu, který je napájen ze zdroje napětí, které bývá v praxi realizováno buď akumulátorem, LC-filtrem nebo pomocí usměrněného střídavého napětí, které je následně vyhlazeno kondenzátorem v meziobvodu. Jestliže bude měnič napájen z jednofázové sítě, tzn. že velikost napětí je 230 V, tak tato síť bude dvojcestně usměrněna na mezilehlé napětí o přibližné velikosti  $U_d \sim 300$  V. Pokud by byl měnič napájen z trojfázové sítě, tzn. že velikost napětí je  $3 \times 400$  V, byla by tato síť usměrněna pomocí šestipulzního usměrňovače na mezilehlé napětí o hodnotě  $U_d = 542$  V. Měnič je tvořen čtveřicí tranzistorů MOS-FET se závěrným napětím 600 V nebo IGBT se závěrným napětím 1200 V, které dovolují pracovat měniči ve všech čtyřech kvadrantech. Kvůli hysterezním ztrátám a elektrickému skinefektu ve vinutí transformátoru se volí pracovní kmitočet v rozsahu 25 kHz až 60 kHz. Zmenšení hysterezních ztrát lze dosáhnout volbou menší hodnoty maximální magnetické indukce  $B_{max}$ . Pokud magnetickou indukci zmenšíme, zvětší se s ní i objem transformátoru. Skinefekt (povrchový jev) je způsoben tím, že procházející proud a proudová hustota se nerovnoměrně rozloží v průřezu vodiče. Nejvyšší hodnoty dosahuje na povrchu vodiče a směrem do středu se snižuje. Toto má za následek zvyšování teploty na povrchu vodiče, což může zničit izolaci. Na sekundární straně měniče je dvoupulzní usměrňovač v podobě Graetzova můstku, který tímto usměrněním dovoluje měniči přenášet výkon do zátěže i pomocí záporných napěťových pulsů. Výstupní část měniče je zakončena LC-filtrem, ke kterému je připojena zátěž.

Měnič bude napájen z jednofázové sítě, pracovní kmitočet má velikost  $f = 50$  kHz, výstupní napětí je  $U_z = 48$  V a výstupní proud je  $I_z = 5$  A. Základní zapojení dvojčinného propustného měniče - celého můstku je uvedeno na *obr. 1*. Pro řízení celého můstku mohou být použity dva algoritmy. V této práci bude použit první algoritmus [2].



Obr. 1: Dvojčinný propustný měnič - celý můstek - základní zapojení (převzato z [2])

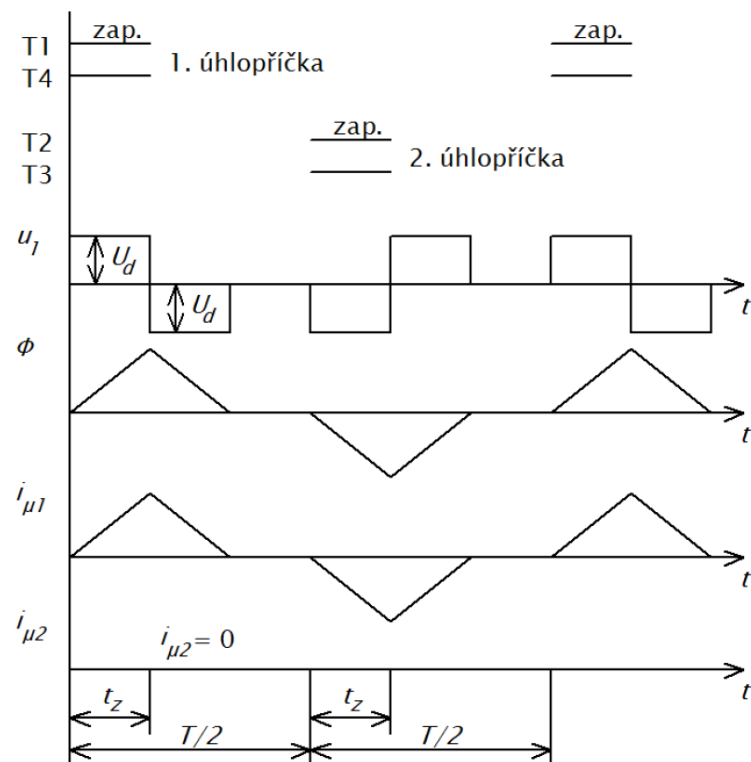
## 2.2 První řídící algoritmus celého můstku

Měnič pracuje tak, že jsou současně spínány tranzistory  $T_1$  a  $T_4$  nebo tranzistory  $T_2$  a  $T_3$ , což znamená, že tranzistory jsou spínány v jedné nebo druhé úhlopříčce. Ve vedení se pravidelně střídají obě úhlopříčky. Každá tato úhlopříčka má dobu zapnutí a je označena  $t_z$ . Z podílu doby zapnutí  $t_z$  a pracovní periody  $T$  dostáváme střidu  $s$ , která je definována vztahem (2.2-1) [2]:

$$s = \frac{t_z}{T} \quad (2.2-1)$$

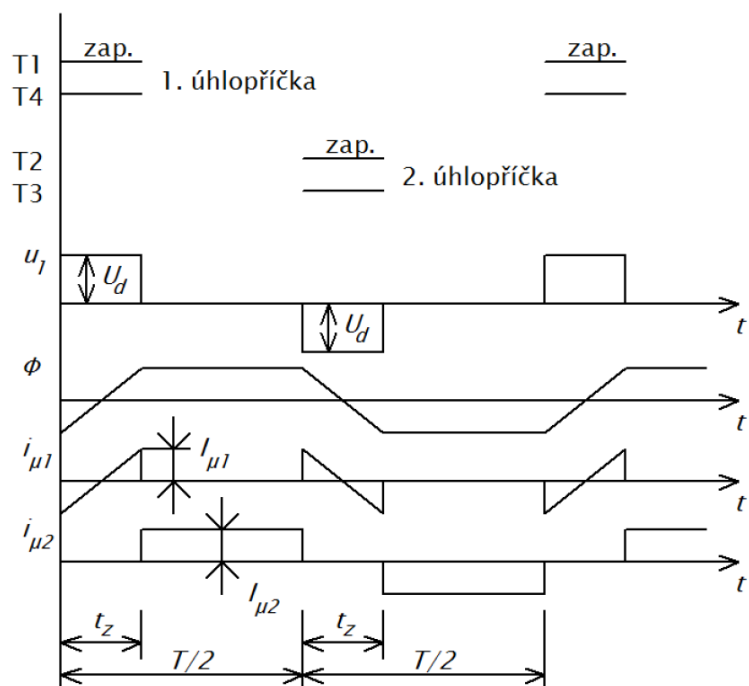
Doba zapnutí  $t_z$  nesmí překročit hraniční hodnotu  $T/2$ , protože by došlo k překrývání horní a dolní hranice vedení tranzistoru ve větvi neboli došlo by k sepnutí obou tranzistorů ve větvi, což by mělo za následek zkrat na zdroji vstupního mezilehlého napětí  $U_d$ . Z tohoto důvodu musí být splněna podmínka, že ve skutečnosti musí být doba zapnutí  $t_z$  menší než  $T/2$  o tzv. ochrannou dobu  $t_0$  (dead time, odskok). Ochranná doba se volí minimálně dvakrát větší než celková vypínací doba tranzistorů  $t_{off}$ . Průběhy magnetického toku a odpovídajícího magnetizačního proudu se liší podle měniče pracujícího naprázdno nebo při zatížení [2].

Časové průběhy napětí na primární straně  $u_1$ , napětí na sekundární straně  $u_2$  a magnetického toku  $\Phi$  se v režimu na prázdno podobají jednočinnému měniči. Průběhy se liší pouze v druhé půlperiodě. Protože v druhé půlperiodě je zapnuta opačná úhlopříčka, tzn. že jsou sepnuty tranzistory  $T_2$  a  $T_3$ , primární napětí je záporné. Z tohoto důvodu jsou časové průběhy zrcadlově překlopeny podle časové osy. Časové průběhy důležitých veličin pro režim na prázdno jsou nakresleny na obr. 2 [2].



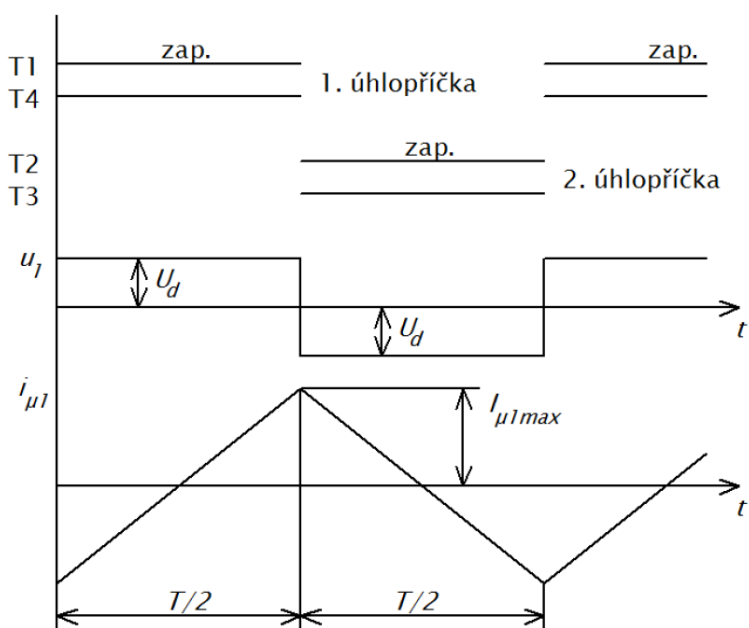
**Obr. 2:** Časové průběhy důležitých veličin měniče v režimu naprázdno (převzato z [2])

Pokud měnič pracuje v režimu zatížení a je splněna podmínka, že výstupní proud  $I_z$  je mnohem větší než magnetizační proud  $I_{\mu 2}$ , kde  $I_{\mu 2} = I_{\mu 1} \cdot N_1/N_2$ , pak v době, kdy jsou všechny čtyři tranzistory vypnuty, nemůže probíhat demagnetizace jádra a magnetický tok má v tomto případě konstantní hodnotu naintegrovanou z předchozího děje. Diody sekundárního usměrňovače se jeví jako jedna sérioparalelní nulová dioda. Touto diodou se musí uzavírat konstantní proud tlumivky  $I_z$ , který se rozdělí přibližně na poloviny mezi obě paralelní větve složených z diod  $D_5, D_6$  a  $D_7, D_8$ . Pokud jsou úbytky napětí na všech diodách stejné, pak je sekundární napětí  $u_2$  stejné. Vzniká tak na sekundárním vinutí transformátoru zdánlivý zkrat. Nulové napětí na sekundárním vinutí se přetransformuje i na primární vinutí, z čehož vyplývá, že i na primárním vinutí je nulové napětí  $u_1 = 0$ . Tím, že máme na primárním vinutí nulové napětí, nemohou se otevřít žádné primární diody z důvodu, že jsou tranzistory zavřené, a proto nemůže primárním vinutím protékat magnetizační proud. Magnetizační proud protéká sekundárním vinutím přes zdánlivý zkrat. Protože na sekundárním vinutí  $u_2$  je nulové napětí a integrál tohoto napětí je nula, magnetický tok má konstantní velikost vzniklou naintegrovaním z předchozího děje. Časové průběhy důležitých veličin pro režim se zátěží jsou nakresleny na *obr. 3* [2].



Obr. 3: Časové průběhy důležitých veličin měniče v režimu se zátěží (převzato z [2])

Při maximální střídě, tj. když  $s_{max} = 0,5$  je v režimu plného otevření měniče jedno, jestli měnič pracuje v režimu naprázdno nebo se zátěží, protože průběh magnetizačního proudu a toku je v těchto režimech stejný. Časové průběhy důležitých veličin při plné střídě jsou nakresleny na obr. 4 [2].



Obr. 4: Časové průběhy důležitých veličin měniče při plné střídě (převzato z [2])



Řídicí signály lze beze změny využít pro řízení dvou jednočinných měničů pracujících v protiaktu, což je výhodou prvního řídicího algoritmu.

Nevýhodou prvního algoritmu je, že nemusí být sekundární diodový můstek vyvážen, tím pádem na sekundárním napětí se objevuje stejnosměrná složka  $U_{2ss}$ . Tato složka způsobuje, že trvale stejnosměrně magnetizuje jádro proudem o velikosti  $U_{2ss}/R_{Cu2}$ . Pokud by byla tato složka malá, lze ji zanedbat, ale existuje určité riziko přesycení [2].

## 2.3 Druhý řídicí algoritmus celého můstku

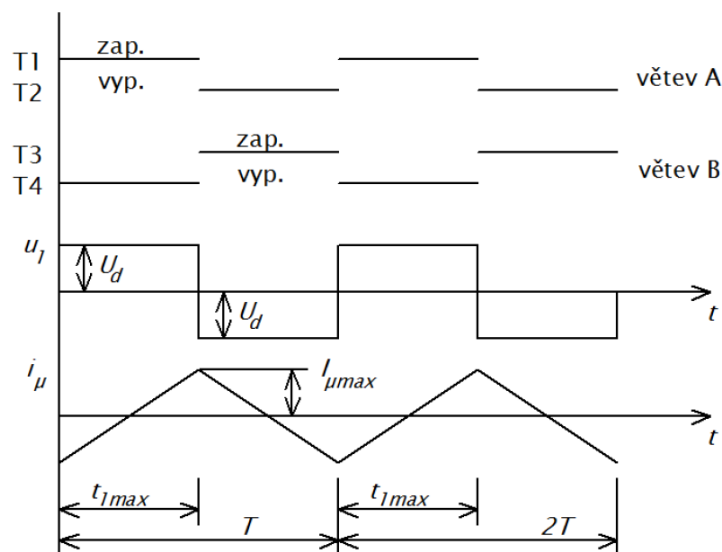
Druhý řídicí algoritmus je založen na principu spínání dvou tranzistorů v jedné větvi (tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  nebo  $T_3$  a  $T_4$ , kde každý je sepnut po maximální možné dobu  $T/2$ . Řídicí signály obou tranzistorů musí mít v sobě zařazenou ochranou dobu  $t_0$ . Obě větve A, B jsou řízeny stejně, ale se vzájemným fázovým posuvem  $t_1$ , který je v intervalu od 0 do  $T/2$ . Podíl fázového posuvu a pracovní periody se nazývá střída, která je definována podle vztahu (2.3-1) [2]:

$$s = \frac{t_1}{T} \quad (2.3-1)$$

Šířka impulsů primárního napětí  $u_1$  odpovídá fázovému posuvu  $t_1$ . Fázový posun nemůže nabývat větší hodnoty než  $T/2$ , tak po dosazení do rovnice (2.3-1) dostáváme maximální střidu  $s_{max} = 0,5$ . Primární vinutí je v každé půlperiodě tvrdě zkratováno (obousměrně) po dobu  $(T/2 - t_1)$ . To znamená, že se pravidelně střídají sepnuté horní tranzistory  $T_1$  a  $T_3$  („horní zkrat“) a dolní tranzistory  $T_2$  a  $T_4$  („dolní zkrat“) ve větvích A a B. Magnetizační proud  $i_\mu$  vedou ve větvi A vždy jen tranzistory a ve větvi B vždy pouze diody. Z toho vyplývá, že díky těmto zkratům prochází magnetizační proud jen primárním vinutím a sekundární vinutí se na magnetizačních jevech nepodílí. Z časových průběhů je zřejmé, že magnetický tok  $\Phi$  a magnetizační proud  $i_\mu$  jsou integrálem primárního napětí  $u_1$ . Sekundární vinutí transformátoru na tento děj nemá vliv. Součet magnetizačního proudu  $i_\mu$  a sekundárního proudu  $i_2$  transformovaného s převodem  $N_2/N_1$  je výsledkem primární proud  $i_1$ . Sekundární vinutí  $u_2$  je dáno převodem  $N_2/N_1$  a napětí  $u_3$  vznikne dvojcestným usměrněním sekundárního napětí  $u_2$ . Časové průběhy a řídicí signály jsou znázorněny na obr. 5 [2].



8

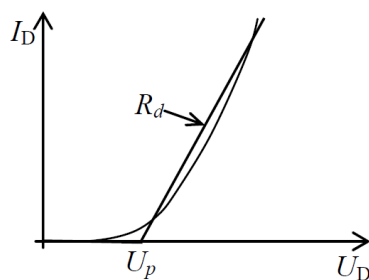


Obr. 6: Časové průběhy důležitých veličin při plném otevření

## 2.4 Sekundární usměrňovače dvojčinných měničů

U dvojčinných propustných měničů se při konstrukci používá několik typů dvoucestných usměrňovačů. Každý z nich má své výhody a nevýhody, podle kterých se rozhoduje, kde bude usměrňovač použit. Za každým usměrňovačem musí být vždy použita tlumivka o dostatečně velké indukčnosti. V typech usměrňovačů, které budou uvedeny a popsány se uvažuje indukčnost jdoucí k nekonečnu, z čehož vyplývá, že proud protékající tlumivkou není zvlněný a je konstantní.

Ztrátový výkon způsobený vedením proudu na diodě určíme tak, že nahradíme VA-charakteristiku diody v propustném směru lomenou přímkou, tak jak je zobrazeno na obr. 7 [2].



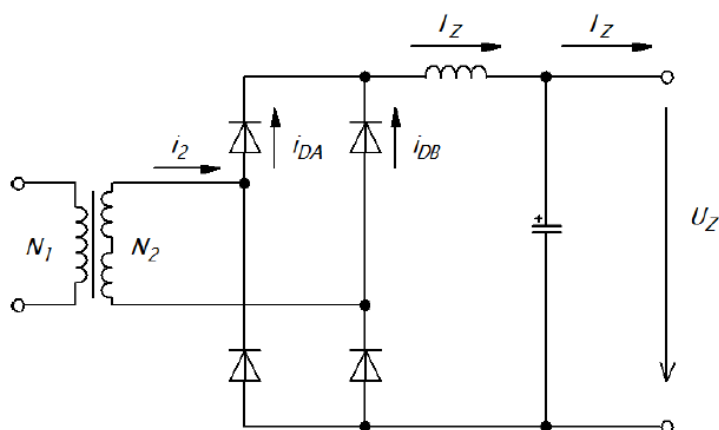
Obr. 7: Náhrada VA-charakteristiky diody lomenou přímkou

Pomocí lomené přímky dané prahovým napětím  $U_p$ , diferenciálním odporem  $R_d$ , střední hodnotou  $I_{D,stř}$  a efektivní  $I_{D,ef}$  hodnotou proudu  $i_D(t)$  protékajícího diodou je ztrátový výkon dán rovnicí (2.4-1) [2].

$$P_{ztr} = U_p I_{D,stř} + R_d I_{D,ef}^2 \quad (2.4-1)$$

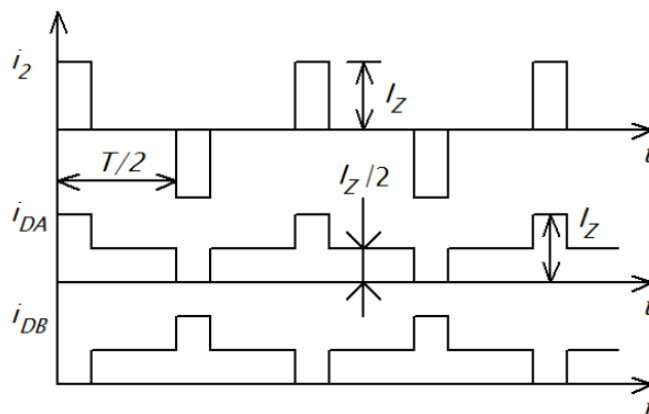
### 2.4.1 Dvoucestný můstkový usměrňovač

Na *obr. 8* je nakresleno schéma zapojení pro dvoucestný můstkový usměrňovač. Usměrňovač se skládá ze čtyř usměrňovacích diod, které se v intervalech nulového sekundárního napětí chovají jako nulové. Proud protéká vždy přes dvě sériově spojené diody, a to má za následek, že dochází ke dvojnásobnému úbytku napětí, což je nevýhodou tohoto můstkového usměrňovače [2].



Obr. 8: Schéma dvoucestného můstkového usměrňovače (převzato z [2])

Na *obr. 9* jsou zakresleny průběhy sekundárního proudu  $i_2$  a proudu  $i_{DA}$ ,  $i_{DB}$  protékajícího diodami. Z těchto průběhů lze určit střední a efektivní hodnoty všech proudů. Efektivní hodnota proudu sekundárního vinutí se určí podle rovnice (2.4.1-1) [2].



Obr. 9: Časové průběhy proudů dvoucestného můstkového usměrňovače (převzato z [2])

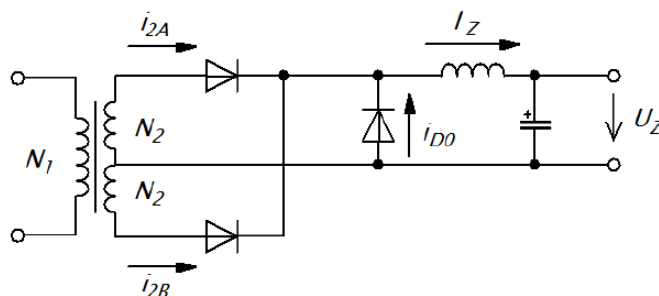
$$I_{2,ef} = I_Z \sqrt{2s} \quad (2.4.1-1)$$

## 2.4.2 Dvoucestný uzlový usměrňovač s nulovou diodou

V tomto usměrňovači teče proud vždy jen jednou diodou, což je výhodou tohoto usměrňovače. Efektivní hodnota proudu sekundárního vinutí se určí podle rovnice (2.4.2-1). Nevýhodou usměrňovače je špatné využití mědi sekundárního vinutí. To je způsobeno tím, že sekundární vinutí je dvojité s vyvedeným středem. Každá polovina má  $N_2$  závitů, a proto sekundární vinutí má  $2N_2$  závitů. Efektivní hodnota proudu tekoucím těmito vinutími není poloviční, ale je dána poměrem podle rovnice (2.4.2-2). Uzlový usměrňovač bude mít při stejné proudové hustotě sekundárního vinutí  $\sqrt{2}$ -krát více mědi jak můstkový usměrňovač. Na *obr. 10* je nakresleno schéma zapojení dvoucestného uzlového usměrňovače s nulovou diodou [2].

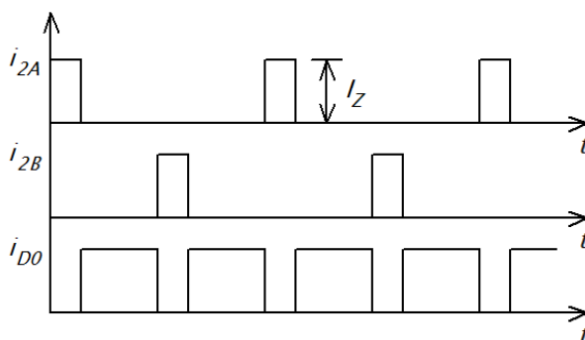
$$I_{2,ef} = I_Z \sqrt{2} \quad (2.4.2-1)$$

$$I_{2,ef,uzlový} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{2,ef,můstkový} = 0,707 I_{2,ef,můstkový} \quad (2.4.2-2)$$



Obr. 10: Schéma dvoucestného uzlového usměrňovače s nulovou diodou (převzato z [2])

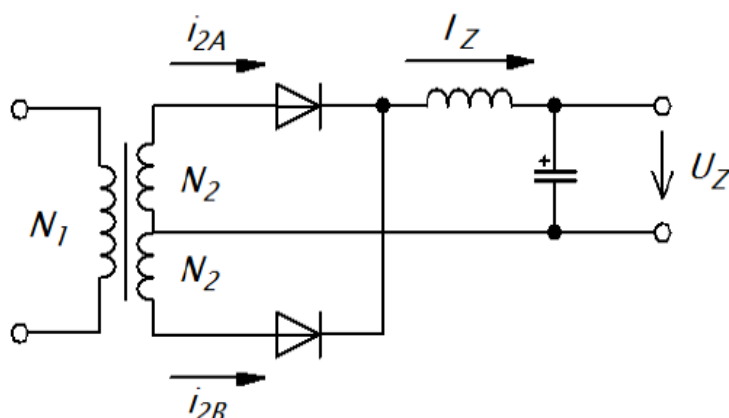
Na *obr. 11* jsou zakresleny průběhy proudu  $i_{2A}$ ,  $i_{2B}$  protékajícího usměrňovacími diodami a proudu  $i_{D0}$  protékajícího nulovou diodou. Z těchto průběhů lze určit střední a efektivní hodnoty všech proudů. [2].



Obr. 11: Časové průběhy proudů dvoucestného uzlového usměrňovače s nulovou diodou (převzato z [2])

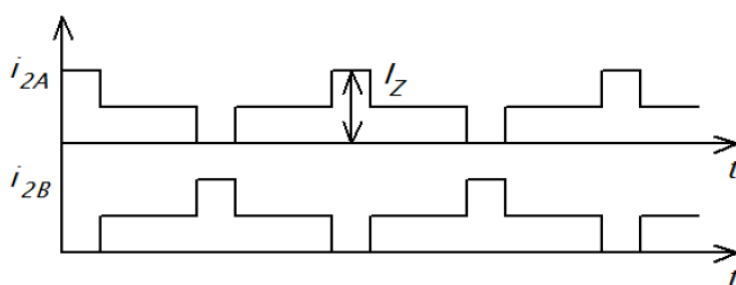
### 2.4.3 Dvoucestný uzlový usměrňovač bez nulové diody

Na *obr. 12* je nakresleno schéma zapojení dvoucestného uzlového usměrňovače bez nulové diody. Ze schématu je zřejmé, že není použita nulová dioda, a proto v intervalu nulového sekundárního napětí prochází proud přes zátěž a střední vodič, kde se rozdělí na dvě poloviny a prochází dále přes obě diody zpět do tlumivky. V tomto intervalu pracují obě diody paralelně jako jedna nulová dioda. To znamená, že sekundární vinutí a diody jsou více proudově zatížené než u dvoucestného uzlového usměrňovače s nulovou diodou. Magnetické účinky proudů protékajících oběma diodami se zruší a indukčnosti sekundárního vinutí se neuplatní [2].



Obr. 12: Schéma dvoucestného uzlového usměrňovače bez nulové diody (převzato z [2])

Na *obr. 13* jsou nakresleny průběhy proudů  $i_{2A}$ ,  $i_{2B}$  protékajícími usměrňovacími diodami. Efektivní hodnotu proudů sekundárního vinutí určíme podle rovnice (2.4.3-1) [2].

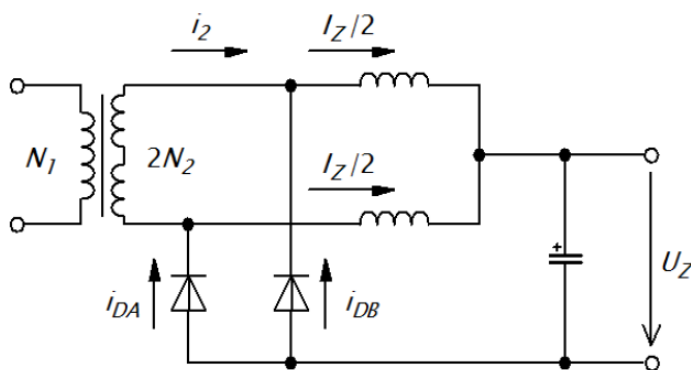


Obr. 13: Časové průběhy proudů dvoucestného uzlového usměrňovače bez nulové diody (převzato z [2])

$$I_{2,ef} = \frac{I_z}{2} \sqrt{1 + 2s} \quad (2.4.3-1)$$

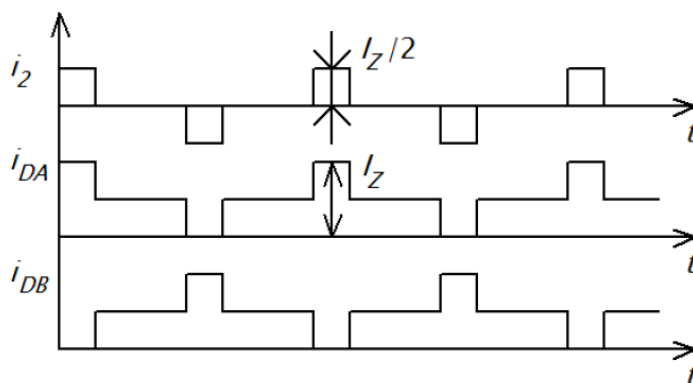
## 2.4.4 Proudový zdvojovač

Na obr. 14 je zakresleno schéma proudového zdvojovače. Pokud by bylo malé výstupní napětí a extrémně velké proudy, je nejvhodnější použít proudový zdvojovač. Sekundární proud protéká vždy jen jednou diodou. Do tlumivek LC-filtru jsou dodávány ze sekundárního vinutí poloviční proudové impulsy  $I_z/2$ , a proto je na sekundárním vinutí dvojnásobný počet závitů  $2N_2$ . Dvojnásobný počet závitů nám zajišťuje kompenzaci pomocí dvojnásobné velikosti napěťových impulsů, proto má výstupní napětí měniče při dvojnásobné velikosti napěťových impulsů stejnou velikost výstupního napětí  $U_z$  jako u předchozích usměrňovačů. Množství sekundární mědi je tedy stejné jako u dvoucestného můstkového usměrňovače [2].



Obr. 14: Schéma proudového zdvojovače (převzato z [2])

Na obr. 15 jsou nakresleny průběhy proudu  $i_{2A}$ ,  $i_{2B}$  protékajícího usměrňovacími diodami a sekundárního proudu  $i_2$ . Efektivní hodnotu proudu sekundárního vinutí určíme podle rovnice (2.4.4-1) [2].

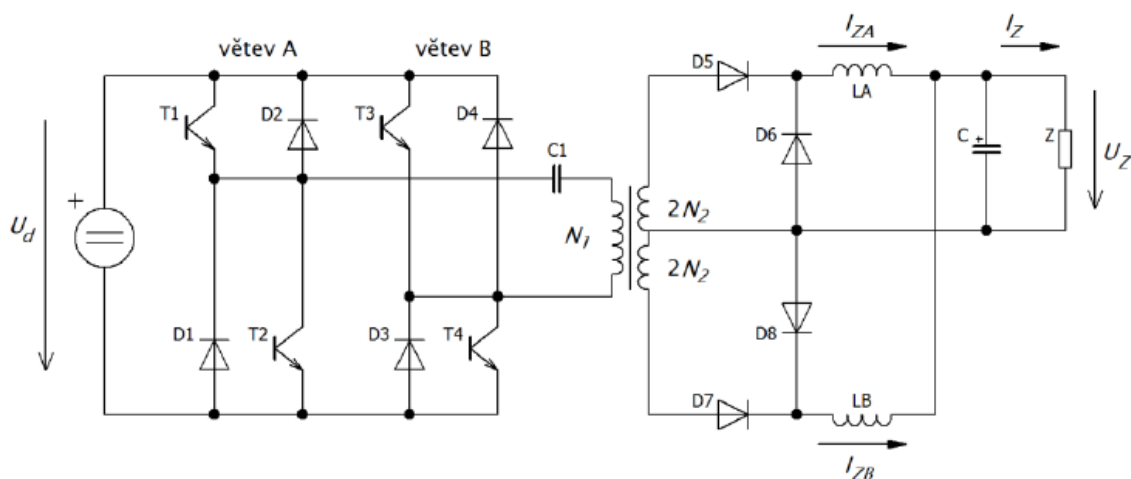


Obr. 15: Časové průběhy proudu proudového zdvojovače (převzato z [2])

$$I_{2,ef} = \frac{I_z}{2} \sqrt{2s} = I_z \sqrt{\frac{s}{2}} \quad (2.4.4-1)$$

## 2.5 Výkonová část měniče použitá při konstrukci

Výkonová část měniče je v primární části skoro shodná jako u dvojčinného propustného měniče s transformátorem. Je zde navíc zapojen oddělovací impulsní kondenzátor  $C_1$ , zapojený do série s primárním vinutím transformátoru. Tento kondenzátor slouží k odstranění stejnosměrné složky primárního napětí. Transformátor se skládá ze dvou samostatných sekundárních vinutí, které mají dvojnásobný počet závitů  $2N_2$ . To znamená, že sekundární vinutí má čtyřnásobný počet závitů  $4N_2$ . U obou sekundárních vinutí je připojen jednocestný usměrňovač s nulovou diodou a výstupní tlumivkou. Každým sekundárním vinutím protéká do tlumivky proud o velikosti  $I_Z/2$ . Z důvodů energetické bilance jako u proudového zdvojovače má sekundární vinutí dvojnásobný počet závitů  $2N_2$ . V první půlperiodě  $T/2$  usměrňuje tekoucí proud buď horní dioda ( $D_5$ ), nebo dolní dioda ( $D_7$ ). Ta druhá je vždy polarizována v závěrném směru a konstantní proud tlumivky protéká přes příslušnou nulovou diodu. Během druhé periody se proces obrátí. Diody  $D_6$  a  $D_8$  jsou nulové diody. Zapojení výkonové části měniče je zobrazeno na *obr. 16*.



Obr. 16: Zapojení výkonové části měniče



### 3 NÁVRH JEDNOTLIVÝCH FUNKČNÍCH CELKŮ

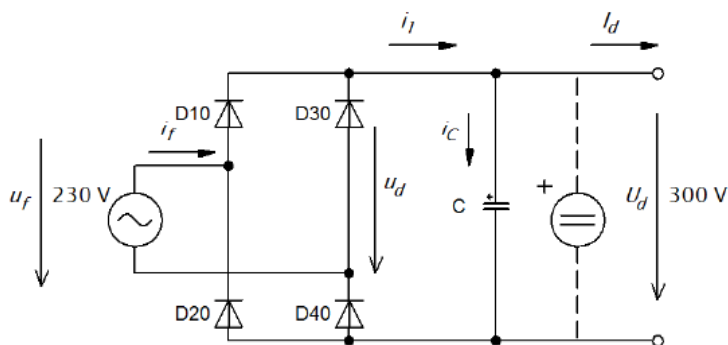
V této části bude navržen vstupní síťový napáječ, impulsní transformátor, budič spínacího tranzistoru, výstupní LC-filtr (tlumivky  $L_A$ ,  $L_B$  a filtrační kondenzátory), filtrační oddělovací kondenzátor, dále budou navrženy polovodiče a navrhne se jejich proudové a napěťové dimenzování, potom bude navržen PWM modulátor, regulační soustava a napájecí zdroje pro tuto soustavu.

#### 3.1 Vstupní síťový napáječ

K napájení výkonové části měniče slouží dvoupulzní můstkový usměrňovač se sběracím kondenzátorem, který tvoří vstupní síťový napáječ.

##### 3.1.1 Problematika dvoupulzního usměrňovače

Schéma dvoupulzního usměrňovače je nakresleno na *obr. 17*. Kondenzátor  $C$  se společně s usměrňovačem chovají jako detektor špiček. V intervalu  $t_n$  se kondenzátor snaží nabít na špičkovou hodnotu (amplitudu) fázového napětí  $u_f(t)$ . Kondenzátor je vybíjen proudem zátěže  $i_d(t)$  po dobu  $\Delta t$ . Zátěž je zde tvořena navazujícím měničem, který odebírá proud střední hodnoty  $I_D$ . Kondenzátor je tedy vybíjen konstantním proudem  $I_D$ , a proto napětí na kondenzátoru klesá po šikmé přímce. Aby klesající přímka začínala na vrcholku sinusoidy, volí se malý pokles napětí  $\Delta U$ . Pokud by se zvolil tak malý, že by se relativní pokles napětí  $\delta$  blížil k nule, docházelo by ke zkracování doby  $t_n$  a fázový proud nabýval podoby velmi úzkých impulsů. Síť by tyto impulsy nedokázala kvůli své parazitní indukci  $L_p$  dodat, což má za následek rušení a pokles výstupního napětí  $u_d$ . Pokud je pokles napětí dobře zvolený, je během dobíjecího intervalu  $t_n$  ze sítě odebírán kapacitní nabíjecí proud a „hladký“ proud o střední hodnotě  $I_D$ . Vysokofrekvenční složky proudu  $i_d(t)$  není síť kvůli své parazitní indukčnosti schopna dodat, a proto jsou dodávány kondenzátorem [3].

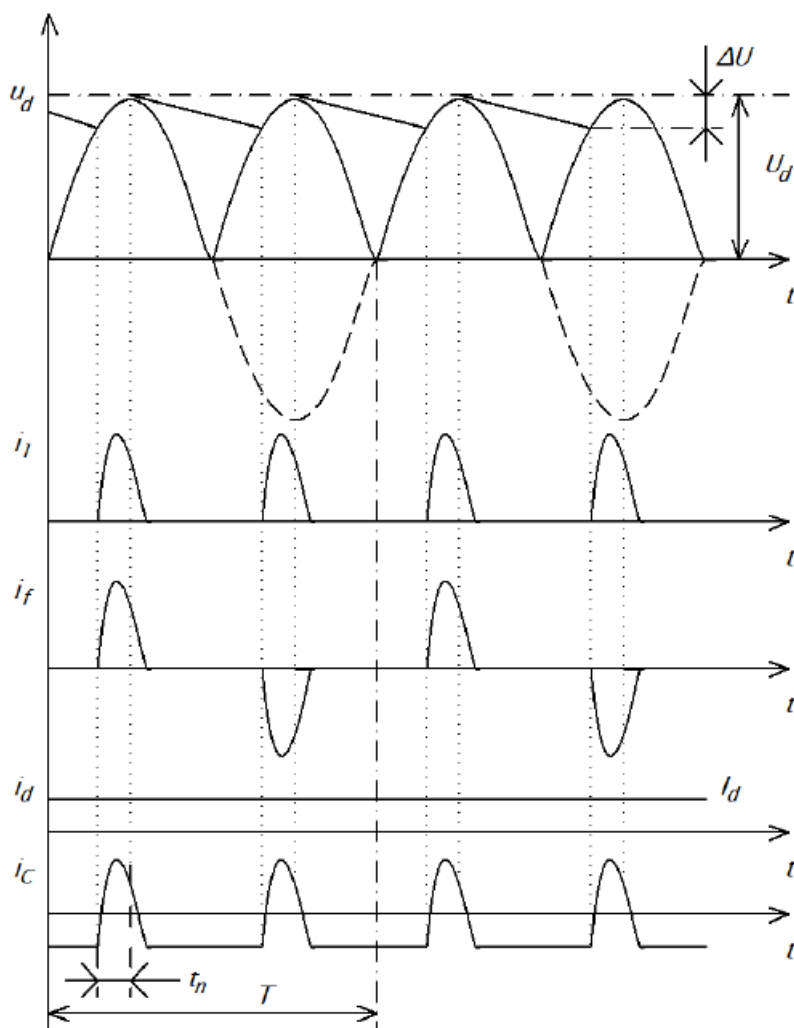


Obr. 17: Schéma dvoupulzního usměrňovače (převzato z [3])

Usměrňovací diody se dimenzují na závěrné napětí  $U_{KA} = 600 \text{ V}$ . Elektrolytický kondenzátor se volí takový, aby měl provozní napětí  $350 - 400 \text{ V}$ . Protože elektrolytický kondenzátor má v náhradním schématu sériově řazený parazitní odpor  $R_s$ , je nutno uvažovat ztrátový výkon  $P_{ztr} = R_s I_{Cef}^2$ . Ztrátový výkon způsobuje zahřívání a při přehřátí by došlo k destrukci kondenzátoru. Pro lepší filtraci by bylo vhodné umístit mezi usměrňovač a kondenzátor tlumivku. V tomto případě to není vhodné, z důvodu poklesu výstupního napětí  $U_d$  daného rovnicí (3.1.1-1) [3].

$$U_d = U_m \frac{2}{\pi} \quad (3.1.1-1)$$

V případě sítě  $230 \text{ V}$  bude  $U_d = 207 \text{ V}$ , což je oproti původní hladině  $300 \text{ V}$  velký rozdíl. V nezatíženém stavu se kondenzátor nabije na napětí  $U_m = 325 \text{ V}$  a podle této hodnoty je nutné dimenzovat polovodiče. Na *obr. 18* jsou nakresleny průběhy napětí a proudů usměrňovače [3].



Obr. 18: Časové průběhy napětí a proudů usměrňovače (převzato z [3])

### 3.1.2 Návrh dvoupulzního usměrňovače

Dvoupulzní usměrňovač je navržen podle literatury [3]. Pro návrh usměrňovače jsou dané následující hodnoty:  $U_m = 325 \text{ V}$ ,  $\Delta U = 50 \text{ V}$ ,  $T = 20 \text{ ms}$ . Podle rovnice (3.1.2-1) se vypočítá přibližná hodnota mezilehlého napětí.

$$U_d \cong U_m - \frac{\Delta U}{2} \quad (3.1.2-1)$$

Velikost mezilehlého napětí vyšla  $U_d = 300 \text{ V}$ . Pomocí rovnice (3.1.2-2) se vypočítá relativní pokles napětí  $\delta$ .

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_m} \quad (3.1.2-2)$$

Velikost relativního poklesu napětí vyšla  $\delta = 0,1538$ . Činný výkon  $P_{\xi}$  se určí podle rovnice (3.1.2-3).

$$P_{\xi} = U_z I_z \quad (3.1.2-3)$$

Činný výkon vyšel  $P_{\xi} = 240 \text{ W}$ . Dále může podle rovnice (3.1.2-4) určit střední hodnotu proudu  $I_d$ .

$$I_d = \frac{P_{\xi}}{U_d} \quad (3.1.2-4)$$

Střední hodnota proudu má velikost  $I_d = 0,8 \text{ A}$ . Kapacita sběracího kondenzátoru  $C$  se vypočítá podle rovnice (3.1.2-5).

$$C = \frac{T}{2} \frac{I_d}{\Delta U} \left( 1 - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \delta) \right) \quad (3.1.2-5)$$

Kapacita sběracího kondenzátoru vyjde  $C = 131,39 \mu\text{F}$ . Z důvodů potlačení parazitních vlastností elektrolytických kondenzátorů budou použity dva paralelně spojené kondenzátory  $100 \mu\text{F} / 400 \text{ V}$ . Časový interval  $t_n$  pro nabití kondenzátoru se určí podle rovnice (3.1.2-6).

$$t_n = \frac{T}{2\pi} \arccos(1 - \delta) \quad (3.1.2-6)$$

Časový interval vyšel  $t_n = 1,789$  ms. Maximální proud odebíraný ze sítě se určí podle rovnice (3.1.2-7).

$$I_{max} = C \frac{2\pi}{T} U_m \sin\left(\frac{2\pi}{T} t_n\right) + I_d \quad (3.1.2-7)$$

Maximální hodnota odebíraného proudu ze sítě je  $I_{max} = 11,682$  A. Efektivní hodnotu proudu odebíraného ze sítě určíme podle rovnice (3.1.2-8).

$$I_{fef} = \frac{2\pi C U_m}{T} \sqrt{\frac{t_n}{T} - \frac{1}{4\pi} \sin\left(\frac{4\pi}{T} t_n\right)} \quad (3.1.2-8)$$

Efektivní hodnota proudu odebíraného ze sítě je  $I_{ef} = 2,7154$  A. Dále bude provedeno proudové dimenzování usměrňovacích diod podle rovnic (3.1.2-9a, b, c).

$$I_{Dstř} = \frac{I_d}{2}, I_{Def} = \frac{I_{fef}}{\sqrt{2}}, I_{Dmax} = I_{max} \quad (3.1.2-9a, b, c)$$

Výsledky:  $I_{Dstř} = 0,4$  A,  $I_{Def} = 1,92$  A,  $I_{Dmax} = 11,682$  A. Místo diod  $D_1$  až  $D_4$  bude použit usměrňovací můstek typu KBU8M s těmito parametry:  $U_{KA} = 1000$  V,  $I_{Dstř} = 8$  A. Tímto je návrh dvoupulzního usměrňovače ukončen.

## 3.2 Návrh impulsního oddělovacího kondenzátoru

Kondenzátor  $C_1$  je spojen do série s primárním vinutím transformátoru (viz. Obr. 16). Kondenzátor slouží k odstranění stejnosměrné složky primárního napětí. Velikost kondenzátoru se volí tak, aby vzniklý reaktanční úbytek byl malý. Dále musí být zvoleno vhodné zapojení sekundárního usměrňovače. U tohoto měniče byl použit transformátor, který má dvě samostatná sekundární vinutí. Ke každému vinutí je připojen jednocestný usměrňovač s nulovou diodou a výstupní tlumivkou. Byl zvolen reaktanční úbytek na kondenzátoru  $\Delta U_C = 5$  V [2].

$$C = \frac{I_{1max} s T}{\Delta U_C} \quad (3.2-1)$$

Kapacita kondenzátoru vyšla  $C = 2,194$   $\mu$ F. Z katalogů byl zvolen svítkový (polypropylénový) kondenzátor 2,2  $\mu$ /400 V. Tímto je návrh impulsního oddělovacího kondenzátoru ukončen.

### 3.3 Impulsní transformátor

Impulsní transformátor je navržen podle literatury [2]. Pro návrh transformátor jsou dané následující hodnoty:  $U_d = 300 \text{ V}$ ,  $U_z = 48 \text{ V}$ ,  $I_z = 5 \text{ A}$ ,  $f = 50 \text{ kHz}$ ,  $s = 0,35$ . Dále budou zvoleny tyto parametry:  $B_{max} = 0,35$ ,  $k_{pCu} = 0,35$ ,  $\sigma = 2 \cdot 10^6 \text{ A m}^{-2}$ . Pomocí rovnice (3.3-1) se vypočítá činný výkon přenášený transformátorem.

$$P_{\xi} = U_z I_z \quad (3.3-1)$$

Činný výkon má velikost  $P_{\xi} = 240 \text{ W}$ . Podle rovnice (3.3-2) se vypočítá elektromagnetická velikost jádra  $S_o S_{Fe}$  pro daný výkon.

$$S_o S_{Fe} = \frac{1}{2\sqrt{2}} \frac{P_{\xi}}{k_{pCu} \sigma f B_{max} \sqrt{s}} \quad (3.3-2)$$

Elektromagnetická velikost jádra vyšla  $S_o S_{Fe} = 1,1708 \cdot 10^{-8} \text{ m}^4$ . Odmocněním tohoto výsledku získám přibližný průřez jádra  $S_j = 108,2 \text{ mm}^2$ . Podle přibližného průřezu jádra bylo vybráno z katalogu jádro ETD 39-3C90 s parametry:  $l_{Fe} = 92,2 \text{ mm}$ ,  $S_{Fe} = 125 \text{ mm}^2$ ,  $\mu_{rFe} = 1760$ . Při maximální stříde, tj.  $s_{max} = 0,5$  se určí maximální magnetizační proud  $I_{\mu max}$  podle rovnice (3.3-3).

$$I_{\mu max} = \frac{4f B_{max}^2 l_{Fe} S_{Fe}}{U_d \mu_0 \mu_{rFe}} \quad (3.3-3)$$

Maximální hodnota magnetizačního proudu vyšla  $I_{\mu max} = 0,4256 \text{ A}$ . Počet primárních závitů  $N_1$  se určí podle rovnice (3.3-4).

$$N_1 = \frac{U_d}{4f B_{max} S_{Fe}} \quad (3.3-4)$$

Na primární straně transformátoru bude  $N_1 = 35$  závitů. Počet sekundárních závitů  $N_2$  se určí podle rovnice (3.3-5).

$$N_2 = \frac{U_z}{U_d} \frac{N_1}{2s} \quad (3.3-5)$$

Na sekundární straně transformátoru bude  $N_2 = 8$  závitů. Protože má transformátor dvě samostatná sekundární vinutí (viz. Obr. 16), musí mít každé sekundární vinutí  $2N_2 = 16$  závitů. Podle rovnice (3.3-6) se určí efektivní proud  $I_{2ef}$  protékající jedním sekundárním vinutím.

$$I_{2ef} = \frac{I_z}{2} \sqrt{s} \quad (3.3-6)$$

Velikost efektivního proudu sekundárního vinutí je  $I_{2ef} = 1,479$  A. Podle rovnice (3.3-7) se určí efektivní proud  $I_{1ef}$  protékající jedním primárním vinutím.

$$I_{1ef} = \frac{I_z}{2} \frac{2N_2}{N_1} \sqrt{2s} \quad (3.3-7)$$

Velikost efektivního proudu primárního vinutí je  $I_{1ef} = 0,9562$  A. Podle rovnice (3.3-8) se za pomoci efektivních proudů určí plocha průřezu  $S_{Cu}$  primárního a sekundárního vinutí.

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} \quad (3.3-8)$$

Plocha průřezu primárního vinutí vyšla  $S_{Cu1} = 0,4781$  mm<sup>2</sup> a sekundárního vinutí vyšla  $S_{Cu1} = 0,7395$  mm<sup>2</sup>. Skin efekt odstraníme rozdělením primárního i sekundárního vinutí na  $M$  dílčích paralelně spojených vodičů. Podle rovnice (3.3-9) určíme hloubku vniku  $\delta_{Cu}$ . Potřebné hodnoty  $\rho_{Cu} = 1,8 \cdot 10^{-8}$  Ωm a  $\mu_{rCu} = 0,9999$  se určí podle literatury [4].

$$\delta_{Cu} = \sqrt{\frac{2\rho}{2\pi f \mu_0 \mu_{rCu}}} \quad (3.3-9)$$

Hloubka vniku  $\delta_{Cu} = 0,302$  mm. Musí být splněna nerovnost (3.3-10).

$$d'_{Cu} \leq 2\delta_{Cu} \leq 0,604 \text{ mm} \quad (3.3-10)$$

Aby byla splněna nerovnost bylo vybráno vysokofrekvenční lanko Rupalit AWG 27 s průměrem dílčího vodiče  $d'_{Cu} = 0,355$  mm. Podle rovnice (3.3-11) se určí plocha průřezu dílčího vodiče.

$$S'_{Cu} = \frac{\pi d'^2_{Cu}}{4} \quad (3.3-11)$$

Plocha průřezu dílčího vodiče vyšla  $S'_{Cu} = 0,09898$  mm<sup>2</sup>. Dále se pomocí rovnice (3.3-12) určí počet dílčích vodičů primárního a sekundárního vinutí.

$$M = \frac{S_{Cu}}{S'_{Cu}} \quad (3.3-12)$$

Bylo vypočteno, že primární vinutí bude složené z  $M_1 = 5$  a sekundární z  $M_2 = 8$  dílčích vodičů. Dále se provede podle rovnice (3.3-13) zpětná kontrola činitele plnění  $k_{pCu}$ .

$$k_{pCu} = \frac{M_1 N_1 S'_{Cu} + 2M_2 2N_2 S'_{Cu}}{S_o} \quad (3.3-13)$$

Činitel plnění vyšel  $k_{pCu} = 0,182$ . Tímto je návrh transformátoru ukončen.

### 3.4 Výstupní LC-filtr

Výstupní LC-filtr se bude navrhovat z následujících údajů:  $U_z = 48$  V,  $I_z = 5$  A,  $\Delta I = 0,5$  A,  $\Delta U = 10$  mV,  $f = 50$  kHz,  $s = 0,35$ ,  $s_{max} = 0,5$ . Návrh LC-filtru je proveden podle literatury [2].

#### 3.4.1 Návrh filtračních tlumivek

Špičková hodnota usměrněného sekundárního napětí  $U_{3šp}$  se vypočítá podle rovnice (3.4.1-1), kde  $U_z$  je výstupní napětí na filtru a  $s$  je střída.

$$U_{3šp} = \frac{U_z}{s} \quad (3.4.1-1)$$

Výsledek je:  $U_{3šp} = 137,14$  V. Nyní se vypočítá indukčnost tlumivek  $L_A$  a  $L_B$  podle rovnice (3.4.1-2).

$$L = \frac{U_{3šp}}{2f \Delta I} (1 - s) s \quad (3.4.1-2)$$

Indukčnost tlumivky  $L_A$  i  $L_B$  má velikost  $L = 624$   $\mu$ H. Bude se jednat o tlumivku s feritovým jádrem a vzduchovou mezerou. Bez vzduchové mezery by se tlumivka nedala realizovat. Pro další výpočty jsou zvoleny následující údaje:  $B_{max} = 0,35$  T,  $k_{pCu} = 0,45$ ,  $k_{pFe} = 1$ ,  $\mu_{rFe} = 1500$ ,  $\sigma = 2 \cdot 10^6$  A m<sup>-2</sup>,  $I_{max} = I_z/2 = 2,5$  A,  $I_{ef} = I_z/2 = 2,5$  A.

Zatěžovací činitel se vztahuje k proudovému dimenzování vodičů tlumivek a transformátorů. Při návrhu tlumivky s železným jádrem odpovídá maximální hodnota indukce  $B_{max}$  špičkové hodnotě proudu  $I_{max}$  a ztrátový výkon ve vodiči této tlumivky se

určí podle této rovnice  $P_{Cu} = R_{Cu} I_{ef}^2$ . Koeficient zatížení vinutí se určí podle rovnice (3.4.1-3) [2].

$$k_z = \frac{I_{ef}}{I_{max}} \quad (3.4.1-3)$$

Koeficient zatížení vinutí  $k_z$  může nabývat hodnot od 0 do 1. Dále je u tlumivky uvažovaná tepelná časová konstanta  $\tau_v$ . V našem případě bude platit nerovnost  $T_{prac} \gg \tau_v$ , kde  $T_{prac}$  je pracovní perioda tlumivky. Teplota vinutí stačí kopírovat okamžitou hodnotu ztrátového výkonu, a proto je průřez vodiče konstruován na špičkovou hodnotu proudu, která odpovídá nejhorší možné situaci. V tomto případě je koeficient zatížení  $k_z = 1$  [2]

Přibližný průřez jádra se zjistí podle rovnice (3.4.1-4).

$$S_j \cong \sqrt{\frac{L I_{max} I_{ef}}{B_{max} \sigma k_{pFe} k_{pCu}}} \quad (3.4.1-4)$$

Po dosazeních daných hodnot vyjde  $S_j = 111,27 \text{ mm}^2$ . Z katalogů bylo vybráno feritové jádro ETD 44-3C90 s údaji:  $l_{Fe} = 103 \text{ mm}$ ,  $S_{Fe} = 173 \text{ mm}^2$ ,  $\mu_{rFe} = 1800$ . Z rozměrů jádra byla vypočtena plocha okna  $S_o = 278,53 \text{ mm}^2$ . Z daných hodnot a hodnot z katalogů, bude na zvoleném jádře realizována tlumivka s novou indukčností  $L_n$  podle rovnice (3.4.1-5).

$$L_n = \frac{S_o S_{Fe} k_{pFe} k_{pCu} B_{max} \sigma}{I_{max} I_{ef}} \quad (3.4.1-5)$$

Po dosazení vyjde, že velikost tlumivky je  $L_n = L_A = L_B = 2,429 \text{ mH}$ . Počet závitů tlumivek  $L_A$  i  $L_B$  se vypočítá podle rovnice (3.4.1-6).

$$N = \frac{L_n I_{max}}{B_{max} S_{Fe}} \quad (3.4.1-6)$$

Po dosazení vychází, že tlumivky  $L_A$  i  $L_B$  mají  $N = 101$  závitů. Z rovnice (3.4.1-7) se určí délka vzduchové mezery.

$$l_v = \frac{N \mu_0 I_{max}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} \quad (3.4.1-7)$$



Délka vzduchové mezery je  $l_v = 0,849$  mm. Protože máme dvě tlumivky bude vzduchová mezera každé tlumivky poloviční, tedy 0,4245. Z rovnice (3.4.1-8) určíme plochu průřezu vodiče  $S_{Cu}$ .

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} \quad (3.4.1-8)$$

Plocha průřezu vodiče vyšla  $S_{Cu} = 1,25$  mm<sup>2</sup>. Podle rovnice (3.4.1-9) se vypočítá průměr vodiče.

$$d_{Cu} = \sqrt{\frac{4 S_{Cu}}{\pi}} \quad (3.4.1-9)$$

Vodič bude mít průměr  $d_{Cu} = 1,26$  mm. Dále bude provedena zpětná kontrola činitele plnění  $k_{pCu}$  ve vinutí podle rovnice (3.4.1-10), a potom se porovná se zvolenou hodnotou.

$$k_{pCu} = \frac{N S_{Cu}}{S_0} \quad (3.4.1-10)$$

Činitel plnění vyšel  $k_{pCu} = 0,433$ . Tato hodnota se skoro blíží zvolené hodnotě  $k_{pCu} = 0,45$ . Dalším krokem je kontrola realizovatelnosti vzduchové mezery podle rovnice (3.4.1-11).

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} < l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \quad (3.4.1-11)$$

Výsledkem je  $0,0572$  mm  $< 0,849$  mm  $\ll 13,153$  mm, nerovnost je tedy splněna, proto může být vzduchová mezera použita. Podle rovnice (3.4.1-12) se vypočítá zvlnění proudů v tlumivkách při střídě  $s = 0,35$  a maximální střídě  $s = 0,5$ .

$$\Delta I = \frac{U_{3\check{s}p}}{2f L_n} (1 - s)s \quad (3.4.1-12)$$

Při střídě  $s = 0,35$  bude zvlnění proudu  $\Delta I = 0,1285$  A, při maximální střídě  $s_{max} = 0,5$  bude zvlnění proudu  $\Delta I = 0,1285$  A. Vypočítané zvlnění proudu je menší než zvolené  $\Delta I = 0,5$  A, a to je pro měnič pozitivní. Tím je návrh tlumivky ukončen.

### 3.4.2 Návrh filtračních kondenzátorů

Určení kapacity filtračního kondenzátoru se provede podle rovnice (3.4.2-1).

$$C = \frac{(1-s)s}{8f^2 L_n} \cdot \frac{U_{3\text{šp}}}{2\Delta U} \quad (3.4.2-1)$$

Výsledkem je kapacita o velikost  $C = 32,12 \mu\text{F}$ . Budou použity 4 elektrolytické kondenzátory, každý o kapacitě  $22 \mu\text{F}$ . Paralelně k elektrolytickým kondenzátorům bude připojeno 9 polypropylénových kondenzátorů, každý o kapacitě  $1 \mu\text{F}$  a 4 keramické kondenzátory, každý o kapacitě  $0,22 \mu\text{F}$ . Kvůli odstranění parazitních vlastností elektrolytických kondenzátorů (sériová indukčnost  $L_s$  a sériový odpor  $R_s$ ) budou kondenzátory spojeny paralelně. Výsledná kapacita bude mít velikost  $C_v = 98,1 \mu\text{F}$ . Pro celkovou zvolenou kapacitu určíme při střídě  $s = 0,35$  podle rovnice (3.4.2-2) zvlnění napětí  $\Delta U$ .

$$\Delta U = \frac{(1-s)s}{8f^2 L_n} \cdot \frac{U_{3\text{šp}}}{2 C_v} \quad (3.4.2-2)$$

Zvlnění napětí vyšlo  $\Delta U = 3,274 \text{ mV}$ , což je menší než zvolená hodnota  $\Delta U = 10 \text{ mV}$ . Z rovnice (3.4.2-3) určíme rezonanční kmitočet  $f_0$ .

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_n C_v}} \quad (3.4.2-3)$$

Rezonanční kmitočet vyšel  $f_0 = 326,068 \text{ Hz}$ . Tato hodnota je oproti  $50 \text{ kHz}$  tak malá, že se měnič nemůže dostat do rezonance. Návrh filtračního kondenzátoru je ukončen.

### 3.5 Návrh polovodičů – proudové a napět'ové dimenzování

V této části bude podle literatury [2] provedeno napět'ové a proudové dimenzování polovodičů. Podle proudového a napět'ového dimenzování budou vybrány z katalogů typy polovodičových součástek.

### 3.5.1 Dimenzování spínacích tranzistorů

Spínací tranzistory  $T_1$  až  $T_4$  ze schématu na *Obr. 16* budou dimenzovány podle rovnic (3.5.1-1a, b, c, d), ze kterých bude vypočtena špičková, střední a efektivní hodnota proudu protékajícího těmito tranzistory a napětí ve vypnutém stavu, kterým jsou tranzistory namáhány.

$$I_{sp} = I_{\mu max} + \frac{I_z}{2} \frac{2N_2}{N_1}, I_{stř} = \frac{I_z}{2} \frac{2N_2}{N_1} s, I_{ef} = \frac{I_z}{2} \frac{2N_2}{N_1} \sqrt{s}, U_{DS} = U_d \quad (3.5.1-1a, b, c, d)$$

Výsledky:  $I_{sp} = 1,568 \text{ A}$ ,  $I_{stř} = 0,4 \text{ A}$ ,  $I_{ef} = 0,676 \text{ A}$ ,  $U_{DS} = 300 \text{ V}$ . Pomocí těchto parametrů byly vybrány z katalogů tranzistory MOS-FET typu FCPF400N60 s parametry:  $U_{DS} = 600 \text{ V}$ ,  $I_D = 10 \text{ A}$ , pouzdro TO220.

### 3.5.2 Dimenzování primárních nulových diod

Primární nulové diody  $D_1$  až  $D_4$  ze schématu na *Obr. 16* budou dimenzovány podle rovnic (3.5.2-1a, b, c, d), ze kterých bude vypočtena špičková, střední a efektivní hodnota proudu protékajícího těmito diodami a napětí v závěrném směru.

$$I_{sp} = I_{\mu max} + \frac{I_z}{2} \frac{2N_2}{N_1}, I_{stř} = I_{\mu max} \frac{s}{2}, I_{ef} = I_{\mu max} \sqrt{\frac{s}{2}}, U_{KA} = U_d \quad (3.5.2-1a, b, c, d)$$

Výsledky:  $I_{sp} = 1,568 \text{ A}$ ,  $I_{stř} = 0,0745 \text{ A}$ ,  $I_{ef} = 0,178 \text{ A}$ ,  $U_{KA} = 300 \text{ V}$ . Pomocí těchto parametrů byly vybrány z katalogů diody typu MUR1560G s parametry:  $U_{KA} = 600 \text{ V}$ ,  $I_D = 15 \text{ A}$ , pouzdro TO220.

### 3.5.3 Dimenzování sekundárních usměrňovacích diod

Sekundární usměrňovací diody  $D_5$  a  $D_7$  ze schématu na *Obr. 16* budou dimenzovány podle rovnic (3.5.3-1a, b, c, d), ze kterých bude vypočtena špičková, střední a efektivní hodnota proudu protékajícího těmito diodami a napětí v závěrném směru.

$$I_{sp} = \frac{I_z}{2}, I_{stř} = \frac{I_z}{2} s, I_{ef} = \frac{I_z}{2} \sqrt{s}, U_{KA} = \frac{U_z}{s} \quad (3.5.3-1a, b, c, d)$$

Výsledky:  $I_{sp} = 2,5 \text{ A}$ ,  $I_{stř} = 0,875 \text{ A}$ ,  $I_{ef} = 1,479 \text{ A}$ ,  $U_{KA} = 137,14 \text{ V}$ . Pomocí těchto parametrů byly vybrány z katalogů diody typu MUR1560G s parametry:  $U_{KA} = 600 \text{ V}$ ,  $I_D = 15 \text{ A}$ , pouzdro TO220.

### 3.5.4 Dimenzování sekundárních nulových diod

Sekundární nulové diody  $D_6$  a  $D_8$  ze schématu na *Obr. 16* budou dimenzovány podle rovnic (3.5.4-1a, b, c, d), ze kterých bude vypočtena špičková, střední a efektivní hodnota proudu protékajícího těmito diodami a napětí v závěrném směru.

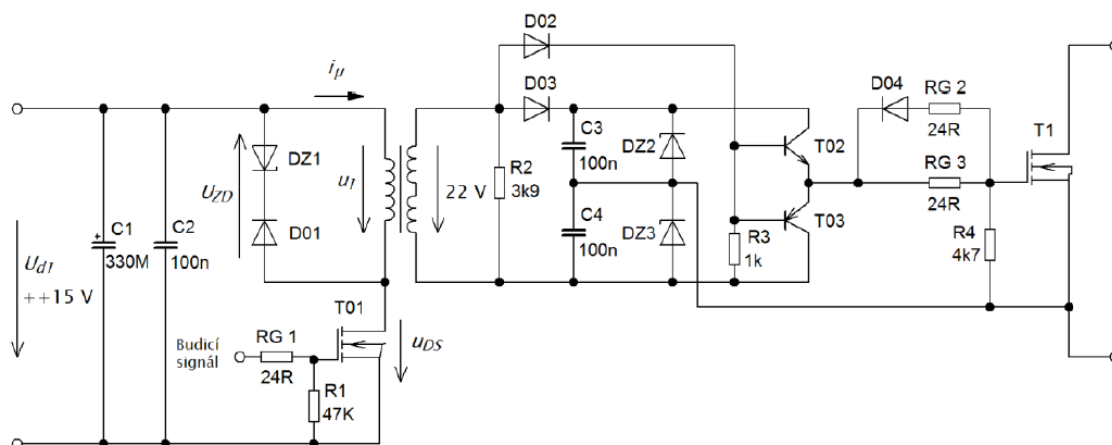
$$I_{sp} = \frac{I_z}{2}, I_{str} = \frac{I_z}{2}(1-s), I_{ef} = \frac{I_z}{2}\sqrt{1-s}, U_{KA} = \frac{U_z}{s} \quad (3.5.4-1a, b, c, d)$$

Výsledky:  $I_{\text{šp}} = 2,5 \text{ A}$ ,  $I_{\text{stř}} = 1,625 \text{ A}$ ,  $I_{\text{ef}} = 2,016 \text{ A}$ ,  $U_{\text{KA}} = 137,14 \text{ V}$ . Pomocí těchto parametrů byly vybrány z katalogů diody typu MUR1560G s parametry:  $U_{\text{KA}} = 600 \text{ V}$ ,  $I_{\text{D}} = 15 \text{ A}$ , pouzdro TO220.

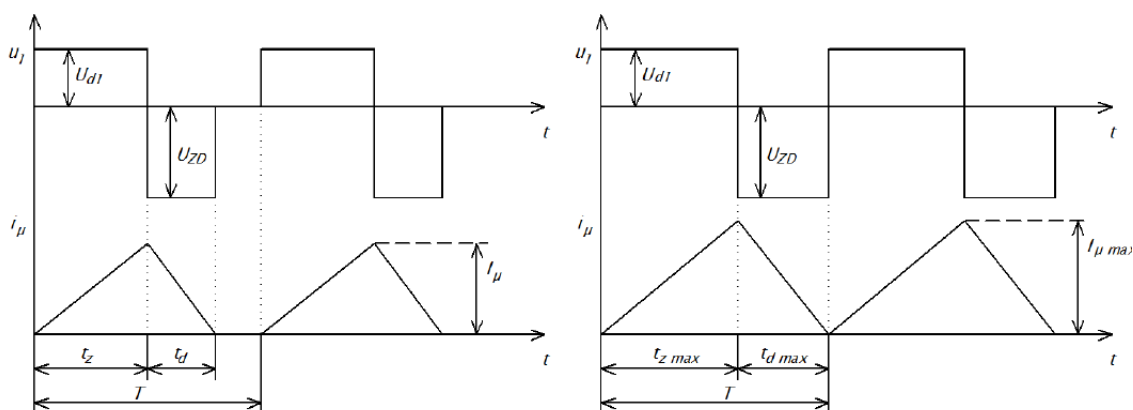
### 3.6 Budič spínacího tranzistoru

Budič je navržen jako jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Na *obr. 19* je nakresleno schéma zapojení budiče. V době, kdy je sepnut tranzistor se v jádře akumuluje demagnetizační energie, která se přemění na teplo na Zenerově diodě. Rychlost demagnetizace je potom určena podle velikosti Zenerova napětí  $U_{ZD}$ . Budič umožňuje spínání tranzistorů napětím  $U_{GS} = +15 \text{ V}$  a vypínání záporným napětím  $U_{GS} = -5 \text{ V}$ . [2].

Na *obr. 20* jsou zobrazeny časové průběhy primárního napětí  $u_1$  a magnetizačního proudu  $I_\mu$  při střídě  $s < s_{max}$  a maximální střídě  $s_{max}$ . Při maximální střídě nabývá magnetizační proud maximální hodnoty  $I_{\mu max}$ .



**Obr. 19: Schéma budiče spínacího tranzistoru (převzato z [2])**



Obr. 20: Časové průběhy důležitých veličin v budiči (převzato z [2])

Budič bude navržen podle literatury [2]. U budiče bylo zvoleno, že bude napájen napětím  $U_{d1} = 15$  V. Dále byla zvolena Zenerova dioda typu BZY 24 s parametry:  $U_{ZD} = 24$  V,  $I_{ZD} = 83$  mA,  $P_{ZD} = 2$  W. Kvůli tepelné rezervě je maximální ztrátový výkon na Zenerově diodě volen  $P_{ZDmax} = 1$  W. Podle rovnice (3.6-1) se určí maximální střída  $s_{max}$ .

$$s_{max} = \frac{U_{ZD}}{U_{ZD} + U_{d1}} \quad (3.6-1)$$

Velikost maximální střidy je  $s_{max} = 0,6154$ . Podle rovnice (3.6-2) se určí primární indukčnost  $L_1$ .

$$L_1 = \frac{U_{d1}^2 s_{max}^2}{2f P_{ZDmax}} \quad (3.6-2)$$

Primární indukčnost má velikost  $L_1 = 852,1$   $\mu$ H. Dále bude vypočten maximální magnetizační proud  $I_{\mu max}$  pomocí rovnice (3.6-3).

$$I_{\mu max} = \frac{U_{d1}}{2f L_1} \quad (3.6-3)$$

Hodnota magnetizačního proudu vyšla  $I_{\mu max} = 0,176$  A. Budicí transformátor se bude skládat ze dvou toroidních jader slepených k sobě, čímž získáme dvojnásobný průřez. Jelikož vlastnosti jádra nebyly známy, bylo hodnota  $A_L$  zjištěna pomocí měření. Na slepená jádra se namotalo  $N = 20$  závitů z izolovaného vodiče, což bylo z důvodů oddělení primárního a sekundárního vinutí, a potom byla změřena indukčnost vzniklé cívky  $L_p = 1,226$  mH. Po dosazení do vztahu (3.6-4) se vypočítal parametr  $A_L = 3$   $\mu$ H/závit<sup>2</sup>.

$$A_L = \frac{L_P}{N^2} \quad (3.6-4)$$

Počet závitů na primárním vinutí  $N_1$  určíme podle rovnice (3.6-5).

$$N_1 = \frac{U_{d1} s_{max}}{\sqrt{2f A_L P_{ZDmax}}} \quad (3.6-5)$$

Po dosazení vyjde, že primární vinutí bude mít  $N_1 = 17$  závitů. Dále se zvolí sekundární napěťové impulsy na velikost  $U_{2imp} = 22 \text{ V}$  a pomocí rovnice (3.6-6) se vypočítá počet závitů sekundárního vinutí.

$$N_2 = N_1 \frac{U_{2imp}}{U_{d1}} \quad (3.6-6)$$

Na sekundárním vinutí bude  $N_2 = 25$  závitů. Tímto je navržen transformátor budiče a nyní se navrhnu polovodičové prvky v budiči. Za spínací tranzistor  $T_{01}$  byl zvolen MOS-FET tranzistor typu BS 170 s parametry:  $U_{DS} = 60 \text{ V}$ ,  $I_D = 0,5 \text{ A}$ ,  $R_{DSon} = 1,2 \Omega$ . Diody  $D_{Z2}$  a  $D_{Z3}$  budou typu BZX 85 s napětím 16 V a 8,2 V. Diody  $D_{01}$  až  $D_{04}$  budou typu 1N4148. Tímto je ukončen návrh budiče.

### 3.7 PWM modulátor

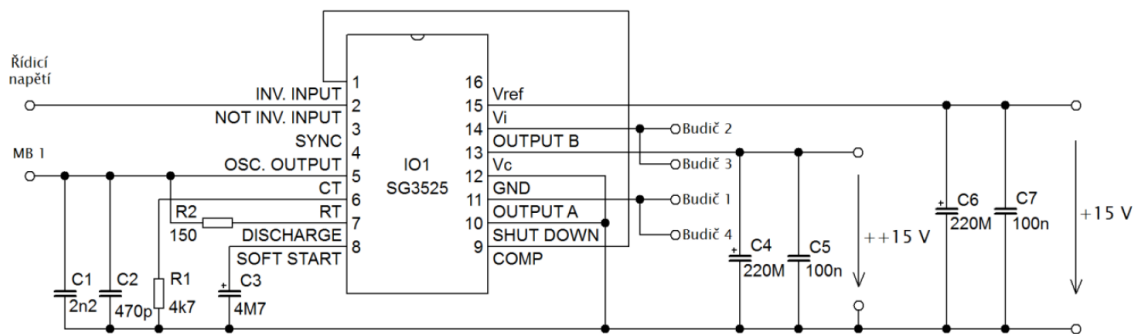
Ve výkonových měničích se k řízení výkonových spínacích tranzistorů používá pulsní šířková modulace PWM. Pomocí komparátoru bez hystereze lze vytvořit jeden z nejkvalitnějších a nejjednodušších pulsních šířkových modulátorů. Pokud bude na první vstup komparátoru bez hystereze přiveden vysokofrekvenční trojúhelníkový signál (nosný) a na jeho druhý vstup přiveden nízkofrekvenční modulační signál, tak v okamžicích, kdy budou signály rovny, nastane překlápění komparátoru. Potom bude výstupní signál nabývat jednobitového logického signálu, což znamená zapni a vypni výkonový tranzistor [5].

Pro návrh byla použita literatura [6] a [7]. Na *obr. 21* je nakresleno schéma PWM modulátoru. Bude použit integrovaný obvod SG3525AN. Invertující vstup 1 (INV. INPUT) a komparátor 9 (COMP) jsou spojeny, a proto se vnitřní operační zesilovač chová jako sledovač. Na neinvertující vstup 2 (NOT INV. INPUT) je přiváděn řídicí signál z kaskádní regulační soustavy. Vstup 3 (SYNC) může být použit k synchronizaci paralelního zapojení PWM modulátorů. Vývod 4 (OSC OUTPUT) je vývodem pro signál z oscilátoru. Vývod 5 (CT) je spojen s vývodem 7 (DISCHARGE). Ochranná doba  $t_0$  (odskok) se nastavuje pomocí rezistoru  $R_2$  ( $R_D$ ). Tato doba je závislá na hodnotách  $C_T$  a

$R_D$  a v našem případě bude mít velikost  $t_0 = 2 \mu s$ . Kapacita  $C_T$  je dána součtem kapacit kondenzátorů a odpor  $R_T$  má velikost jako odpor  $R_1$ . Nyní se podle rovnice (3.7-1) určí kmitočet oscilátoru [7].

$$f = \frac{1}{C_T (0,7R_T + 3R_D)} \quad (3.7-1)$$

Vyšlo, že oscilátor bude mít pracovní kmitočet přibližně  $f = 100 \text{ kHz}$ , ale kmitočet oscilátoru je dělen dvěma, a proto pracovní kmitočet měniče je  $f = 50 \text{ kHz}$ . Kondenzátor  $C_3$  je připojen k vývodu 8 (SOFT START). Vývodu 10 (SHUT DOWN) slouží po přivedení napětí na tento vývod k vybíjení kondenzátoru  $C_3$ . V tomto případě tento vývod není využit, a proto je připojen k zemi [7].



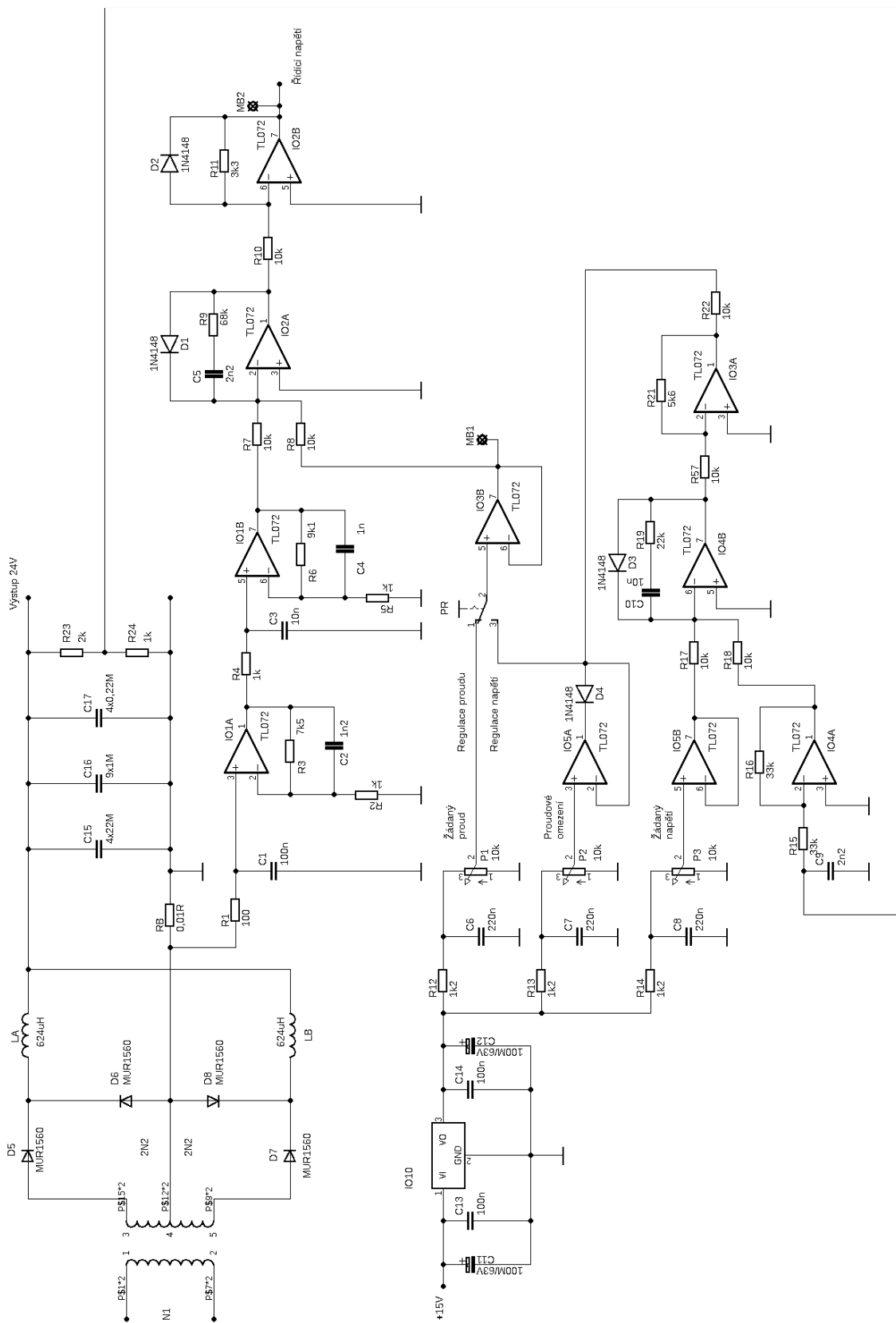
**Obr. 21: Schéma PWM modulátoru (převzato z [7])**

Vývody 11 (OUTPUT A) a 14 (OUTPUT B) jsou dvojčinné koncové stupně slouží pro připojení budičů tranzistorů. Každý stupeň může být zatížen ustáleným proudem 100 mA nebo špičkovým proudem 400 mA. K vývodu 11 jsou připojeny budiče pro tranzistory  $T_1$ ,  $T_2$  a k vývodu 14 jsou připojeny budiče tranzistorů  $T_2$ ,  $T_3$ . Vývod 12 (GND) je zem modulátoru. Vývod 13 ( $V_c$ ) je připojen k větvi ++ 15 V stejnosměrného zdroje. K vývodu 15 ( $V_c$ ) je přiváděno napětí 8 až 35 V. Z vnitřního stabilizovaného zdroje je na vývod 16 ( $V_{ref}$ ) vyvedeno referenční napětí 5,1 V, které může kolísat v rozsahu 1 % [7].

### 3.8 Regulační obvody

Návrh byl proveden podle literatury [2] a [7]. Schéma regulačních obvodů je nakresleno na *obr. 22*. V tomto případě bude použita kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou smyčkou. Odpor  $R_B = 0,01 \Omega$  je zde brán jako bočník, který snímá výstupní proud. Pokud bude do zátěže téci maximální proud  $I_Z = 5 \text{ A}$ , bude mít výstupní napětí bočníku hodnotu  $U_B = -50 \text{ mV}$ . Operační zesilovače  $\text{IO}_{1A}$  a  $\text{IO}_{1B}$ , zapojené v neinvertujícím zapojení, zesílí signál z bočníku na hodnotu  $4,293 \text{ V}$ . Výstupní signál operačního zesilovače  $\text{IO}_{1B}$  je přiveden do součtového členu (odpory  $R_7$  a  $R_8$ ) PI-Regulátoru. Signál žádané hodnoty proudu je v režimu regulace proudu nastavován potenciometrem  $P_1$ . V režimu regulace napětí žádaná hodnota signálu odebírána z nadřícené napěťové smyčky. Přepínač PR slouží k přepínání těchto regulačních režimů. Operační zesilovač  $\text{IO}_{3B}$  je zapojen jako sledovač a slouží k impedančnímu oddělení součtového členu od přepínače. Zesilovač  $\text{IO}_{2A}$ , zapojený v invertujícím zapojení, pracuje jako proudový PI-regulátor. Odpor  $R_9$  zastává funkci proporcionální (P), kondenzátor  $C_5$  funkci integrační (I) a pro horní omezení výstupního signálu je použita dioda  $D_1$ . Dále zesilovač  $\text{IO}_{2B}$  tento výstupní signál zeslabí a poté je přiveden na vstup PWM modulátoru. Signál žádaného výstupního napětí je jednotkově zesílen zesilovačem  $\text{IO}_{4A}$ , který pokračuje do součtového členu (odpory  $R_{17}$  a  $R_{18}$ ) napěťového PI-regulátoru. Potenciometrem  $P_3$  je nastavovaná žádaná hodnota signálu výstupního napětí.  $\text{IO}_{3B}$  je zapojen jako sledovač a slouží k impedančnímu oddělení součtového členu od potenciometru  $P_3$ .  $\text{IO}_{4B}$  pracuje jako napěťový PI-regulátor. Zesilovač  $\text{IO}_{3A}$  tento výstupní signál zeslabí. Potom je signál přiveden přes odpor  $R_{22}$  k přepínači PR. Stabilizované napětí  $\pm 15 \text{ V}$  slouží k napájení integrovaných obvodů  $\text{IO}_1$  až  $\text{IO}_5$ . Obvod  $\text{IO}_{5A}$  s diodou  $D_4$  a odporem  $R_{22}$  zajišťují proudové omezení, které se nastavuje potenciometrem  $P_2$ . Stabilizátor 78L09 slouží ke stabilizaci napětí pro potenciometry  $P_1$  až  $P_3$ . Toto napětí je pak filtrováno RC-filtry (dolní propust). Mezi krajními vývody potenciometrů  $P_1$  až  $P_3$  bude napětí  $8 \text{ V}$ . Budou použity dvojité operační zesilovače ( $\text{IO}_1$  až  $\text{IO}_5$ ) typu TL072P a diody ( $D_1$  až  $D_4$ ) typu 1N4148 [7].

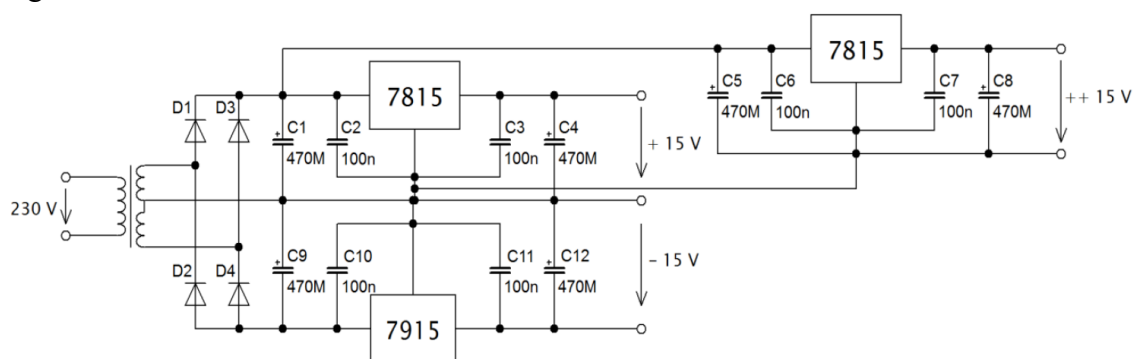




Obr. 22: Schéma regulačních obvodů (převzato z [7])

### 3.9 Napájecí zdroj regulačních obvodů

Schéma zapojení je nakresleno na *obr. 23*. Napájecí zdroj je tvořen síťovým transformátorem, ke kterému je připojen můstkový usměrňovač o diodách  $D_1$  až  $D_4$ . Dále napájecí zdroj obsahuje sběrací kondenzátory, napěťové stabilizátory typu 7815 a 7915 a kondenzátory  $C_2, C_3, C_6, C_7, C_{10}, C_{11}$ , které slouží k ochraně stabilizátorů. Kladná napětí jsou stabilizována pomocí stabilizátoru 7815 s maximálním výstupním proudem 0,75 A. Záporná napětí jsou stabilizována pomocí stabilizátoru 7915 s maximálním výstupním proudem 0,75 A. Maximální napětí, které může být přivedeno na vstup stabilizátorů je 35 V. K napájení koncových stupňů PWM modulátoru a budičů spínacích tranzistorů slouží zdroj nesymetrického napětí  $++ 15\text{ V}$ . K napájení operačních zesilovačů v regulačních obvodech (*Obr. 22*) slouží zdroj symetrického napětí  $\pm 15\text{ V}$ . Byl zvolen síťový transformátor typu BV EI 422 1227 s parametry:  $U_{1ef} = 230\text{ V}, f = 50$  až  $60\text{ Hz}$ ,  $U_{2ef} = U_{3ef} = 15\text{ V}, S_n = 6\text{ VA}$ . Byl zvolen můstkový usměrňovač typu B250C1500 s parametry:  $U_{KA} = 600\text{ V}, I_D = 6\text{ A}$ . Tímto je ukončen návrh napájecího zdroje regulačních obvodů [7].



Obr. 23: Schéma napájecího zdroje regulačních obvodů (převzato z [7])

### 3.10 Galvanické oddělení

Mezi zdrojem energie na vstupu a zátěží na výstupu by mohl vzniknout potenciálový rozdíl, a proto musí být vstupní a výstupní svorky galvanicky odděleny. Dalším důvodem galvanického oddělení je, že musí být splněny dané elektrotechnické normy a EMC ve směru z napájení sítě k zátěži a naopak. Pod pojmem galvanické oddělení si můžeme představit bariéru s elektrickou pevností 2 kV/50 Hz. Přenášená energie je oddělena pomocí impulsního transformátoru. Řídící signály se oddělí pomocí optočlenů pracujících ve spínacím režimu nebo malých impulsních transformátorů, analogové řídicí signály se oddělí pomocí izolačních zesilovačů nebo optočleny pracujícími ve spojitém režimu, napájecí napětí pro řídicí obvody se oddělí pomocí malého impulsního nebo síťového transformátoru. V této práci bylo použito systému s řídicími obvody umístěnými na sekundární straně.

## 4 ZTRÁTY POLOVODIČOVÝCH PRVKU A JEJICH CHLAZENÍ

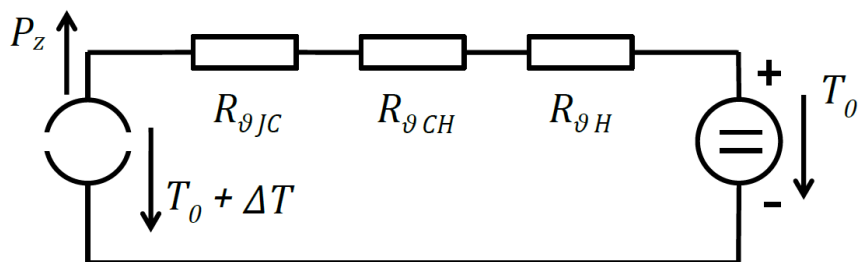
### 4.1 Vznik a šíření tepla

Průchodem proudu a přepínacími ztrátami vzniká v polovodičových součástkách teplo. Polovodičové součástky mají od výroby danou teplotu, kterou nesmí překročit, aby nedošlo k jejich zničení, proto musím vzniklé teplo odvádět. Teplo se šíří prouděním, zářením a vedením. Vzniklé teplo se odvádí pomocí aktivních nebo pasivních chladičů. Aktivní chlazení je prováděno plastovým ventilátorem, který vytváří proud vzduchu. Pasivní chladič je kovová žebrovaná součástka, která má zajištěnou co největší plochu pro odvod tepla. Pro návrh chladiče nejprve musíme určit ztrátový výkon u polovodičového prvku a poté se vypočítá jeho tepelný odpor, ze kterého se určí chladič [8].

### 4.2 Postup výpočtu tepelného odporu pro výběr chladiče

Pro výpočet tepelného odporu a výběr chladiče pro jednu součástku se použije schéma viz *obr. 24* a vztah (4.2-1).

Proudový zdroj je zdrojem tepelného toku neboli tepelného výkonu ( $P_z$ ). Z tepelně elektrické analogie vyplývá, že existuje i tepelný odpor. Tepelný odpor chladiče se označuje  $R_{\theta H}$ , tepelný odpor mezi pouzdem součástky a chladiče se označuje  $R_{\theta CH}$  a tepelný odpor mezi čipem a pouzdem součástky se označuje  $R_{\theta JC}$ . Stykové plochy by měly být co nejhladší, aby se odstranil stykový odpor mezi chladičem a pouzdem součástky. Ke zmenšení tohoto odporu se používá teplovodivá pasta. K pevnému potenciálu (teplotě), což je teplota okolí  $T_o$  se přičte oteplení  $\Delta T$  a výsledná hodnota nám určí teplotu čipu. Oteplení  $\Delta T$  se spočítá rozdílem maximální dovolené teploty čipu  $T_{jmax}$  a teploty okolí  $T_o$ . Postup výpočtu se provede zvolením nejvyšší dovolené teploty čipu a potom se z toho určí dovolené oteplení. Pomocí dovoleného oteplení určíme potřebný tepelný odpor chladiče [8].



Obr. 24: Tepelné schéma pro výpočet chladiče (převzato z [8])

$$R_{\theta H} = \frac{T_{jmax} - T_0}{P_z} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} \quad (4.2-1)$$

Pokud vyjde tepelný odpor záporný nebo nulový, musí se zvolit součástka dimenzovaná na větší proud, naopak když vyjde vysoký, lze uvažovat, že součástka se nechá bez chladiče [8].

### 4.3 Spínací tranzistory

Spínacími (přepínacími) ztrátami rozumíme součet ztrátových energií zapínacích a vypínacích vynásobené frekvencí. Jestliže tranzistor pracuje s pracovním kmitočtem  $f$ , zapínací a vypínací děj se opakuje  $f$ -krát za sekundu.

Ztrátový výkon lze vypočítat podle vztahu (4.3-1) [8]:

$$P_{z \text{ přep}} = \frac{1}{4} U_d I_{sp} (t_{on} + t_{off}) f \quad (4.3-1)$$

Kde  $I_{sp}$  je špičková hodnota proudu protékajícího tranzistorem a  $U_d$  je napájecí napětí  $U$  propustných měničů, můžeme spínací ztráty zanedbat. To je proto, že už je ukončen rekombinační děj v primárních nulových diodách, magnetizační proud je nulový a rozptylová indukčnost transformátoru brání skokovému nárustu proudu. Proto lze přepínací ztráty vypočítat podle vztahu (4.3-2) [8]:

$$P_{z \text{ vyp}} = \frac{1}{4} U_d I_{sp} t_{off} f \quad (4.3-2)$$

Hodnoty špičkového proudu  $I_{sp} = 1,5679 \text{ A}$  (3.5.1-1a), napětí  $U_d = 300 \text{ V}$  a vypínací doby  $t_{off} = 49 \text{ ms}$ , která je pro tranzistor MOS-FET FCPF400N60 udávaná výrobcem, dosadíme do vzorce (4.3-2) a vyjdou nám vypínací ztráty pro každé spínací tranzistory T<sub>1</sub> až T<sub>4</sub>  $P_{z \text{ vyp}} = 0,2881 \text{ W}$ .

Pro ztráty vedením platí, že pokud je tranzistor typu MOS-FET sepnutý, lze v ideální případě uvažovat, že se jedná o lineární odpor. Od výrobce je pro tranzistor FCPF400N60 v dokumentaci udávaná závislost proudu  $I_D$  na odporu  $R_{DSon}$ , ze které byla odečtena hodnota odporu  $R_{DSon} = 0,35 \Omega$  pro proud  $I_D = 5 \text{ A}$ . Ztrátový výkon lineárního odporu lze potom spočítat podle vztahu (4.3-3) [8]:

$$P_{z \text{ ved}} = R_{DSon} I_{ef}^2 \quad (4.3-3)$$

Efektivní hodnota proudu je spočítaná podle vztahu (3.5.1-1c) a vyšla  $I_{ef} = 0,676$  A. Po dosazení vyjde  $P_{z\text{ ved}} = 0,1599$  W.

Celkový ztrátový výkon u tranzistoru  $T_1$  až  $T_4$  je dán podle vztahu (4.3-4):

$$P_z = P_{z\text{ vyp}} + P_{z\text{ ved}} \quad (4.3-4)$$

Po dosazení nám vyjde, že ztrátový výkon jednotlivých spínacích tranzistorů je  $P_z = 0,448$  W.

Z dokumentace tranzistoru FCPF400N60 byla zjištěna maximální dovolená teplota čipu  $T_{jmax} = 150$  °C,  $R_{\theta JC} = 4$  °C/W,  $R_{\theta CH} = 0,2$  °C/W a teplota okolí byla zvolena na  $T_o = 40$  °C. Tepelný odpor chladiče spínacího tranzistoru vypočítáme podle vztahu (4.2-1). Tepelný odpor chladiče po dosazení vyšel  $R_{\theta H} = 241,34$  °C/W.

#### 4.4 Vstupní síťový usměrňovač

Vstupní síťový usměrňovač neboli můstkový usměrňovač se skládá ze čtyř usměrňovacích diod. VA charakteristika diody se pro výpočet ztrátového výkonu nahradí lomenou přímkou. Ta je dána prahovým napětím  $U_0$  a diferenciálním odporem  $R_d$ , který spočítáme podle rovnice (4.4-1) [8]:

$$R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{U_2 - U_1}{I_2 - I_1} \quad (4.4-1)$$

Z VA charakteristiky bylo pro teplotu  $T_A = 25$  °C zjištěna napětí  $U_1 = 0,8$  V,  $U_2 = 1$  V a proudy  $I_1 = 1$  A,  $I_2 = 5$  A. Po dosazení do vztahu (4.4-1) vyjde diferenciální odpor  $R_d = 0,044$  Ω. Prahové napětí diody má velikost  $U_0 = 0,7$  V. Ztrátový výkon je dán vztahem (4.4-2) [8]:

$$P_{z1} = U_0 I_{stř} + R_d I_{ef}^2 \quad (4.4-2)$$

Střední proud diodou  $I_{stř} = I_{Dstř} = 0,4$  A a efektivní proud diodou  $I_{ef} = I_{Def} = 1,92$  A. Ztrátový výkon jedné usměrňovací diody má velikost  $P_{z1} = 0,4422$  W. Můstek má čtyři usměrňovací diody, proto celkový ztrátový výkon má velikost  $P_z = 4 P_{z1} = 1,769$  W.

Pro vypočítání tepelného odporu usměrňovacího můstku podle vztahu (4.2-1), byly zjištěny v dokumentaci hodnoty  $T_{jmax} = 150$  °C,  $R_{\theta JC} = 3$  °C/W,  $R_{\theta CH} = 0,2$  °C/W a teplota okolí byla zvolena na  $T_o = 40$  °C. Po dosazení vyjde tepelný odpor chladiče  $R_{\theta H} = 58,98$  °C/W.

## 4.5 Primární nulové diody

Pro diody MUR1560G bylo zjištěno z VA charakteristiky prahové napětí  $U_0 = 0,45 \text{ V}$  a z odečtených hodnot pro teplotu  $T_j = 100 \text{ °C}$  napětí  $U_1 = 0,5 \text{ V}$ ,  $U_2 = 0,6 \text{ V}$  a proudů  $I_1 = 0,2 \text{ A}$ ,  $I_2 = 0,7 \text{ A}$  byl spočítán diferenciální odpor  $R_d = 0,2 \text{ } \Omega$ . Prahové napětí  $U_0$  a diferenciální odpor  $R_d$  je pro primární a sekundární diody stejný. Pro primární nulové diody ( $D_1$  až  $D_4$ ) je střední hodnota proudu  $I_{stř} = 0,745 \text{ A}$  a efektivní hodnota proudu  $I_{ef} = 0,178 \text{ A}$ . Po dosazení do vztahu (4.4-2) vyjde ztrátový výkon jednotlivých primárních nulových diod ( $D_1$  až  $D_4$ )  $P_z = 0,0399 \text{ W}$ .

Pro diody MUR1560G platí podle dokumentace  $T_{jmax} = 150 \text{ °C}$ ,  $R_{\theta JC} = 4,25 \text{ °C/W}$ ,  $R_{\theta CH} = 0,2 \text{ °C/W}$  a teplota okolí byla zvolena na  $T_o = 40 \text{ °C}$ . Podle rovnice (4.2-1) byl určen tepelný odpor chladiče  $R_{\theta H} = 2752,44 \text{ °C/W}$ .

## 4.6 Sekundární usměrňovací diody

Střední hodnota proudu má velikost  $I_{stř} = 0,875 \text{ A}$  a efektivní hodnota proudu má velikost  $I_{ef} = 1,479 \text{ A}$ . Pro každou sekundární nulovou diodu ( $D_5$  a  $D_7$ ) je určen podle rovnice (4.4-2) ztrátový výkon  $P_z = 0,8312 \text{ W}$ .

Pro sekundární usměrňovací diody byly zjištěny z dokumentace hodnoty  $T_{jmax} = 150 \text{ °C}$ ,  $R_{\theta JC} = 4,25 \text{ °C/W}$ ,  $R_{\theta CH} = 0,2 \text{ °C/W}$  a teplota okolí byla zvolena na  $T_o = 40 \text{ °C}$ . Podle rovnice (4.2-1) byl určen tepelný odpor chladiče  $R_{\theta H} = 127,89 \text{ °C/W}$ .

## 4.7 Sekundární nulové diody

Střední hodnota proudu má velikost  $I_{stř} = 1,625 \text{ A}$  a efektivní hodnota proudu má velikost  $I_{ef} = 2,016 \text{ A}$ . Pro každou sekundární nulovou diodu ( $D_6$  a  $D_8$ ) je určen podle rovnice (4.4-2) ztrátový výkon  $P_z = 1,5441 \text{ W}$ .

Pro sekundární nulové diody byly zjištěny z dokumentace hodnoty  $T_{jmax} = 150 \text{ °C}$ ,  $R_{\theta JC} = 4,25 \text{ °C/W}$ ,  $R_{\theta CH} = 0,2 \text{ °C/W}$  a teplota okolí byla zvolena na  $T_o = 40 \text{ °C}$ . Podle rovnice (4.2-1) byl určen tepelný odpor chladiče  $R_{\theta H} = 66,79 \text{ °C/W}$ .

## 4.8 Napět'ové stabilizátory

Pomocí vstupního napětí  $U_1$ , výstupního napětí  $U_2$  stabilizátoru a proudu do zátěže  $I_2$  určíme ztrátový výkon napět'ového stabilizátoru podle vztahu (4.8-1) [8]:

$$P_z = (U_1 - U_2) I_2 \quad (4.8-1)$$

V ideálním případě by bylo vstupní napětí  $U_1 = 21,21$  V, což je 15 V usměrněných, v našem případě bude mít vstupní napětí přibližně  $U_1 = 20$  V. To je způsobeno úbytky napětí na usměrňovacích diodách. Výstupní napětí bude mít hodnotu  $U_2 = 15$  V a proud do zátěže bude mít velikost  $I_2 = 0,6$  A. Po dosazení vyjde, že ztrátový výkon bude mít hodnotu  $P_z = 3$  W. Tento ztrátový výkon bude pouze u stabilizátorů sloužících k napájení budičů spínacích tranzistorů nebo koncových stupňů PWM modulátoru, stabilizátory sloužící v regulačních obvodech budou mít ztrátový výkon menší.

Pro stabilizátor 7815 byly zjištěny z dokumentace hodnoty  $T_{jmax} = 150$  °C,  $R_{\theta JC} = 5$  °C/W,  $R_{\theta CH} = 0,2$  °C/W a teplota okolí byla zvolena na  $T_o = 40$  °C. Podle rovnice (4.2-1) byl určen tepelný odpor chladiče  $R_{\theta H} = 31,46$  °C/W.

Pro stabilizátor 7915 byly zjištěny z dokumentace hodnoty  $T_{jmax} = 125$  °C,  $R_{\theta JC} = 5$  °C/W,  $R_{\theta CH} = 0,2$  °C/W a teplota okolí byla zvolena na  $T_o = 40$  °C. Podle rovnice (4.2-1) byl určen tepelný odpor chladiče  $R_{\theta H} = 31,46$  °C/W.

## 5 REALIZACE, KONSTRUKČNÍ ZMĚNY A ZÁZNAMY Z MĚŘENÍ

### 5.1 Realizace a konstrukční změny

Deska plošných spojů již byla zhotovena, takže návrh nebyl nutný. Schéma, návrh desky a seznam použitých součástek jsou součástí přílohy.

Při oživování bakalářské práce byla nejdříve odzkoušena regulační a řídicí část měniče, která fungovala tak, jak měla. Dále byly odzkoušeny budiče pro spínací tranzistory. U těchto budičů byl pomocí osciloskopu zjištěn šum, který je způsoben parazitní kapacitou transformátoru budiče. Potom byl odzkoušen impulsní transformátor a výstupní LC filtr, které také fungovaly. Při připojení silové části na napětí bylo zjištěno, že při vyšších napětích se hřeje tranzistor  $T_3$  v horní větvi spínacích tranzistorů. Tranzistor se zahříval při napětí do 150 V pomalu, ale čím bylo větší vstupní napětí, tím se hřál rychleji. Byly vyměněny spínací tranzistory, zkontrolovala se deska plošný spojů, zda tam není studený spoj a byly zkontrolovány součástky, zda jsou napájeny správně. Následně byl odzkoušen jiný transformátor budičů spínacích tranzistorů, výsledek byl pořád stejný.

Parazitní kapacita transformátoru budiče, byla z části odstraněna třetím typem budiče spínacích tranzistorů. Budič byl navržen podle kapitoly 3.6. Hodnota  $A_L$  byla zjištěna pomocí měření, na jádro se namotalo  $N = 50$  závitů a byla změřena indukčnost vzniklé cívky  $L_p = 1,75$  mH. Po dosazení do vztahu (3.6-4) se vypočítal parametr  $A_L = 700$  nH/závit<sup>2</sup>. Dále byly vypočteny závity primárního vinutí transformátoru  $N_1 = 25$  závitů podle vztahu (3.6-5) a závity sekundárního vinutí transformátoru  $N_2 = 37$  závitů podle vztahu (3.6-6). Tento typ transformátoru budiče spínacích tranzistorů měl primární a sekundární vinutí oddělené stínící měděnou fólií, která měla začátek a konec od sebe odizolovaný, aby nedošlo k závitu nakrátko. Fólie byla spojena s elektrodou „S“ daného spínacího tranzistoru. Transformátor budiče parazitní kapacitu z části odstranil, ale přehřívání spínacího tranzistoru  $T_3$  ne. Existovalo nebezpečí pootevření „horních“ spínacích výkonových tranzistorů, proto bylo v koncovém stupni v budičích nahrazeny tranzistory  $T_{02}$  viz. *obr. 19* na dráze B-E diodou 1N4148.

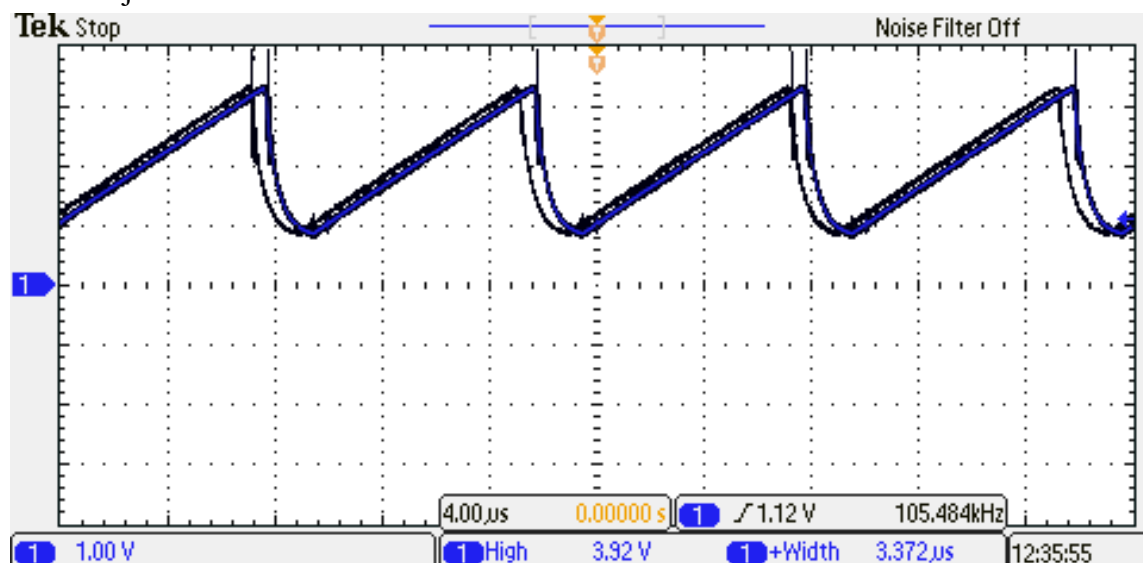
Takže měnič byl odzkoušen pouze do 150 V a vyšší napětí se bohužel na delší dobu nezkoušela, protože by došlo ke zničení tranzistoru a možná i jiných součástek.

Poslední možnou příčinou by mohla být špatně vyleptaná cesta od výroby, ale to je málo pravděpodobné. Vyřešit tento problém by bylo možné, nahrazením tohoto tranzistoru, jiným, který by byl předimenzovaný, nebo by se musel použít velký chladič, což z nedostatku místa na desce plošných spojů nelze. Nedostatek místa by bylo možné vyřešit externím chlazením pomocí ventilátoru.



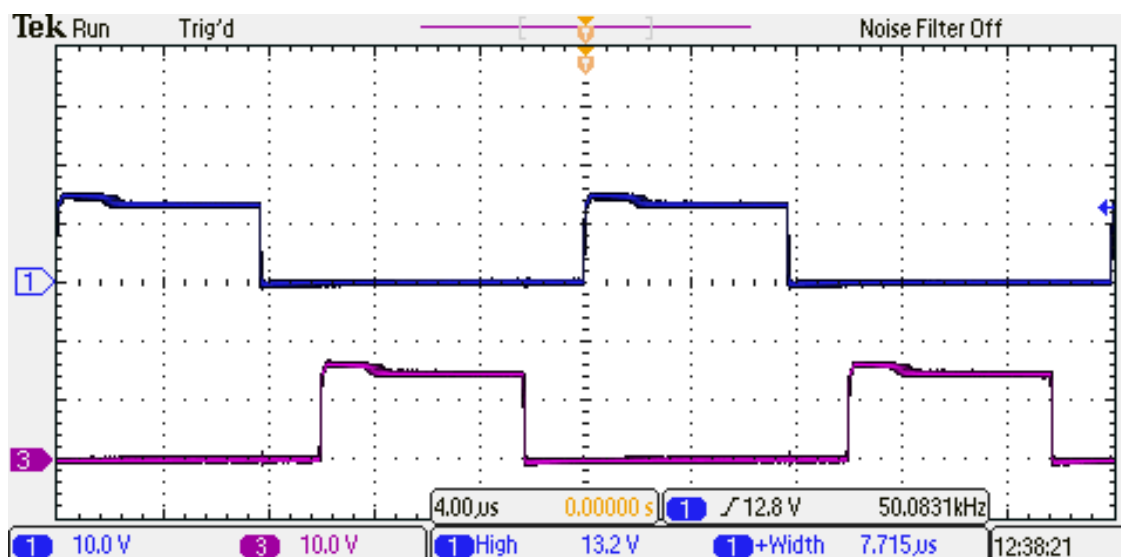
## 5.2 Záznamy z měření

Časový průběh pilovitého signálu napětí vnitřního oscilátoru v PWM modulátoru SG3525 je zobrazen na *obr. 25*.



Obr. 25: Pilový průběh napětí vnitřního oscilátoru PWM modulátoru SG3525

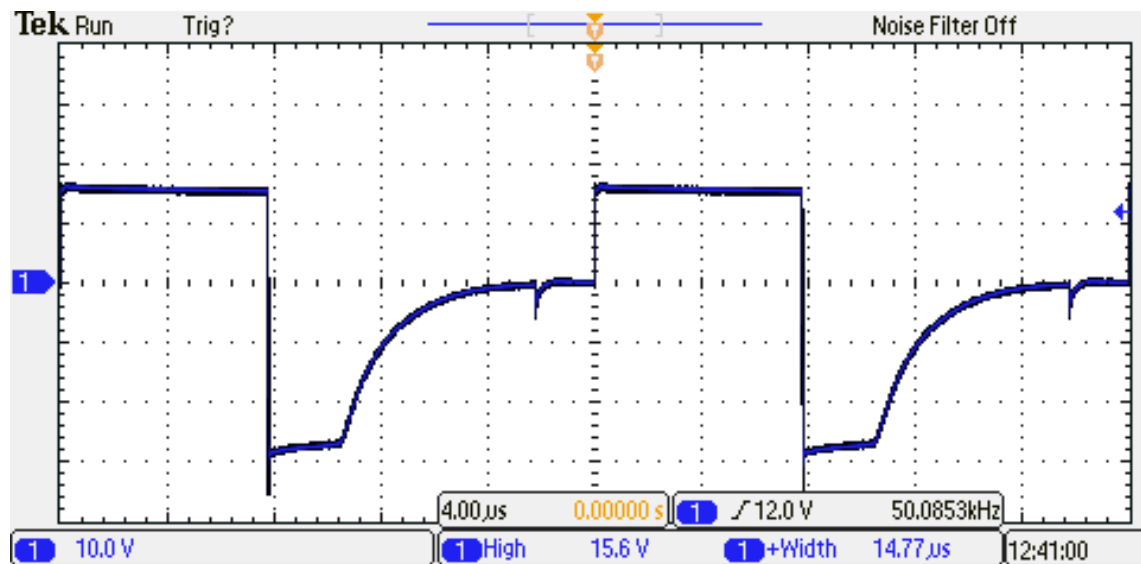
Výstupní signály PWM modulátoru (*výstup A* modrý, *výstup B* fialový) jsou při maximální střídě dvoukanálově zobrazeny na *obr. 26*.



Obr. 26: Dvoukanálové zobrazení výstupních signálů PWM modulátoru

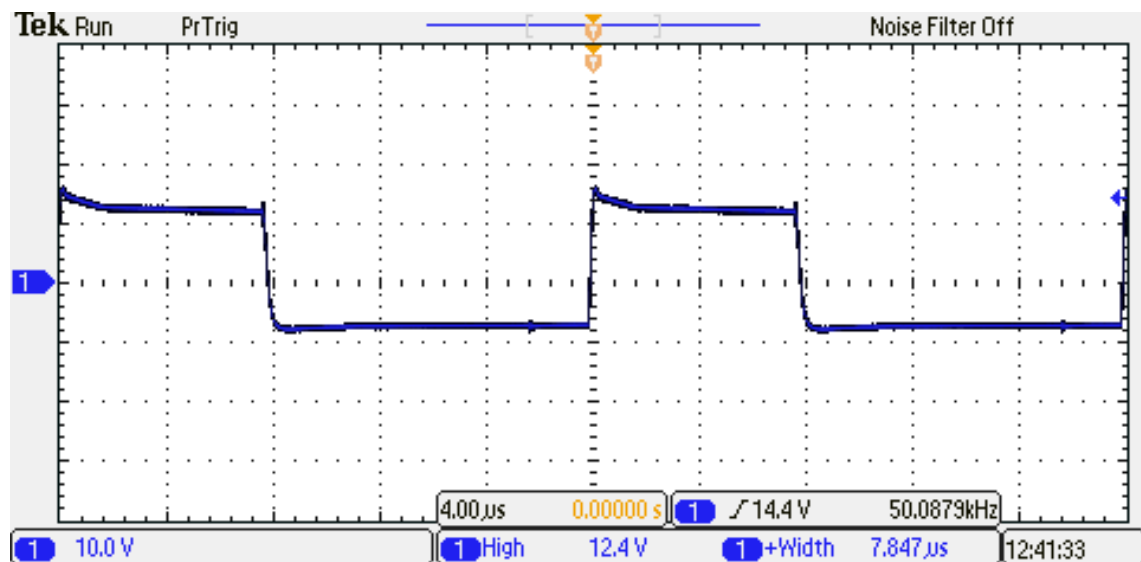
Ochranná doba  $t_o = 3 \mu\text{s}$  skoro odpovídá katalogové hodnotě SG3525. Tato doba je určena sestupné části pilovitého signálu vnitřního oscilátoru, která z *obr. 26* odpovídá  $3 \mu\text{s}$ .

Na obr. 27 je zobrazen průběh napětí  $u_{ds}$  na spínacím tranzistoru  $T_{01}$  v budiči výkonového tranzistoru  $T_1$ . V tomto průběhu se objevuje demagnetizace, kdy je tranzistor namáhán 35 V, po skončení demagnetizace je namáhán napětím 15 V.



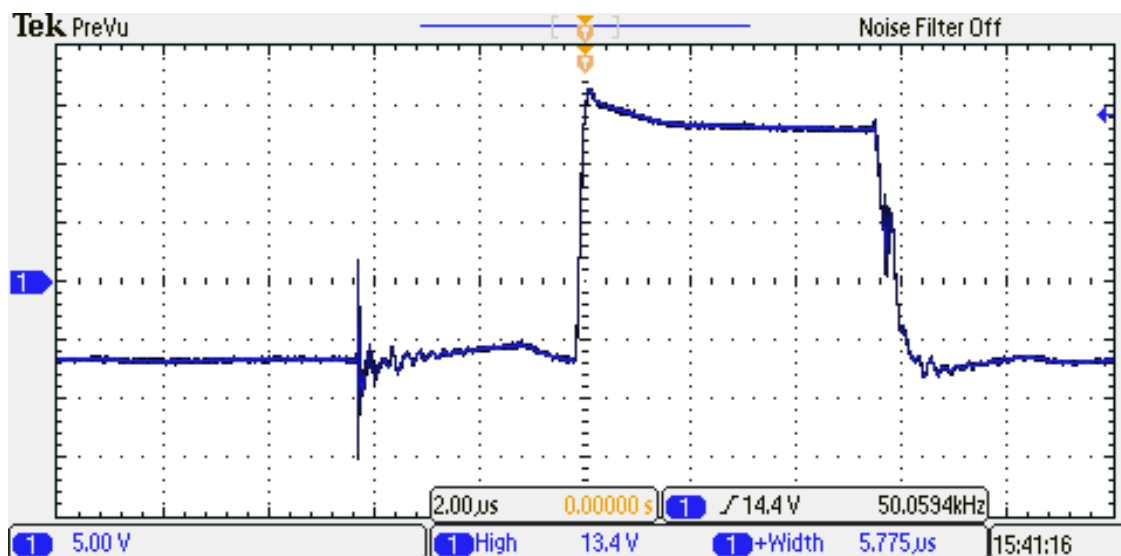
Obr. 27: Průběh napětí  $u_{ds}$  na spínacím tranzistoru  $T_{01}$  v budiči výkonového tranzistoru  $T_1$

Na obr. 28 je zobrazen průběh napětí  $u_{GS}$  výkonového tranzistoru  $T_1$ , který je spínán napětím necelých +15 V a rozepínán napětím –7 V.



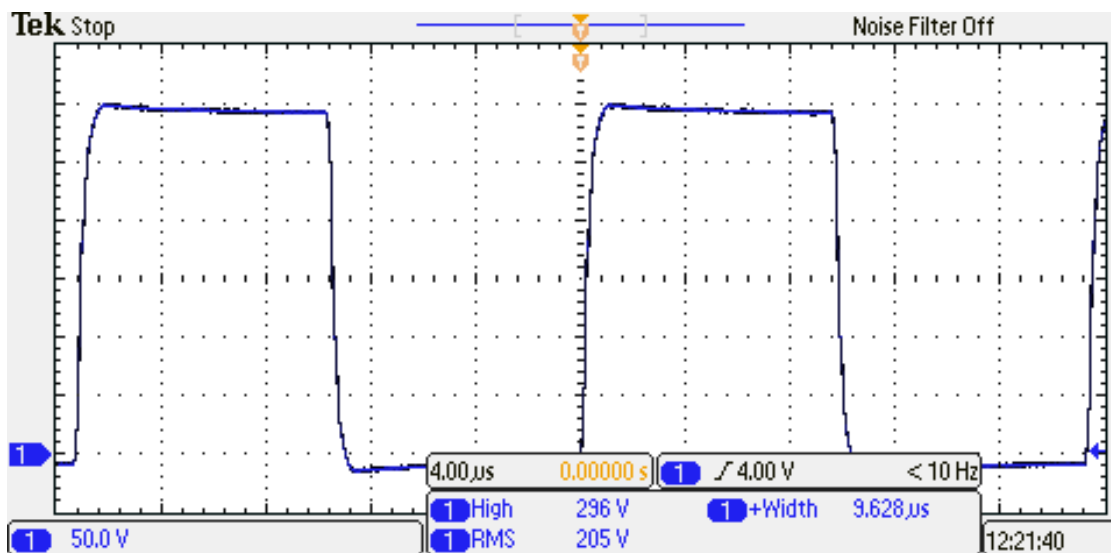
Obr. 28: Průběh napětí  $u_{GS}$  výkonového tranzistoru  $T_1$

Na obr. 29 je zobrazen detail šumu v průběhu napětí  $u_{GS}$  výkonového tranzistoru  $T_1$ . Tento šum je způsoben parazitní kapacitou transformátoru v budiči tranzistoru  $T_1$ .



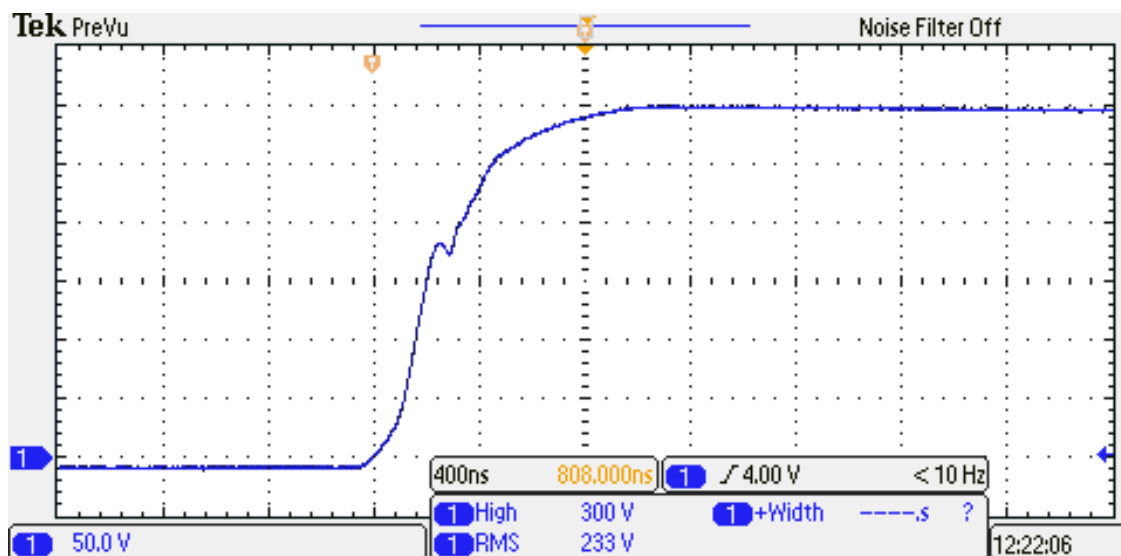
Obr. 29: Detail šumu v průběhu napětí  $u_{GS}$  výkonového tranzistoru  $T_1$

Na obr. 30 je zobrazen průběh napětí  $u_{DS}$  na výkonovém tranzistoru  $T_4$  („dolní“) a na něm napětí 296 V.



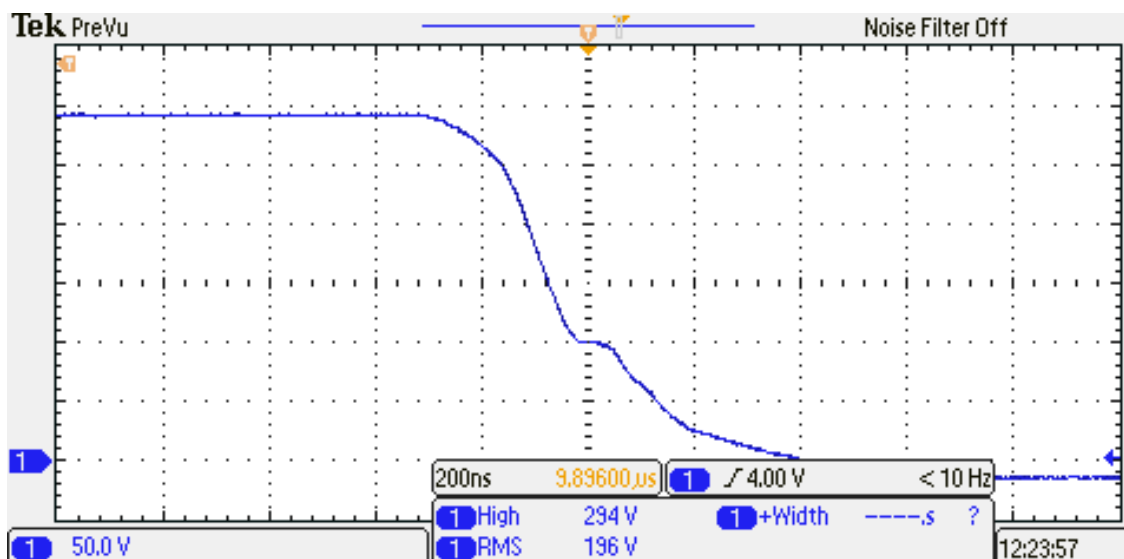
Obr. 30: Průběh napětí  $u_{DS}$  na výkonovém tranzistoru  $T_4$  („dolní“)

Na obr. 31 je zobrazena náběžná hrana napětí  $u_{DS}$  na výkonovém tranzistoru T<sub>4</sub> („dolní“).



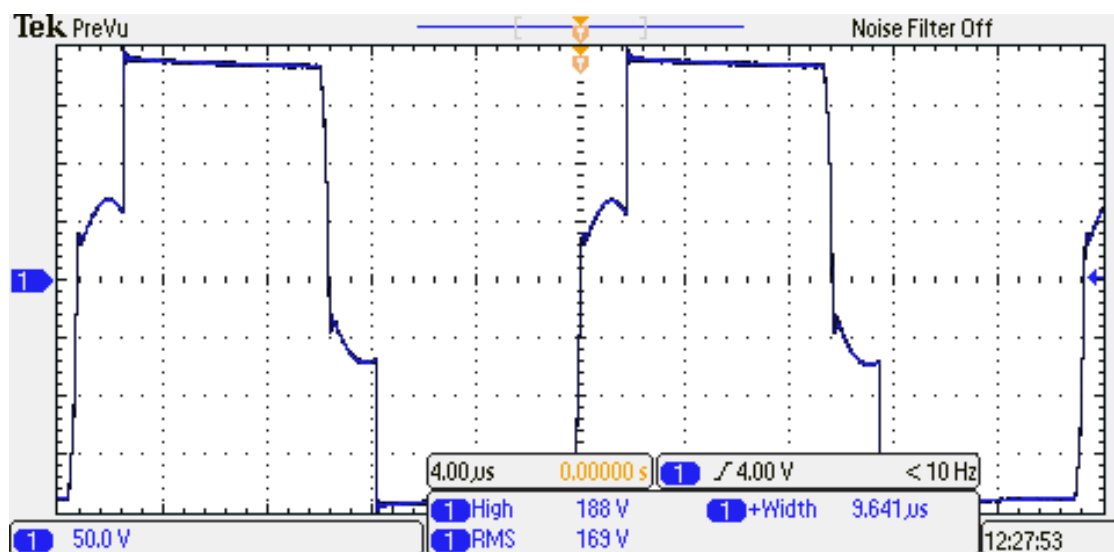
Obr. 31: Detail náběžné hrany napětí  $u_{DS}$  na výkonovém tranzistoru T<sub>4</sub> („dolní“)

Na obr. 32 je zobrazena sestupná hrana napětí  $u_{DS}$  na výkonovém tranzistoru T<sub>4</sub> („dolní“).



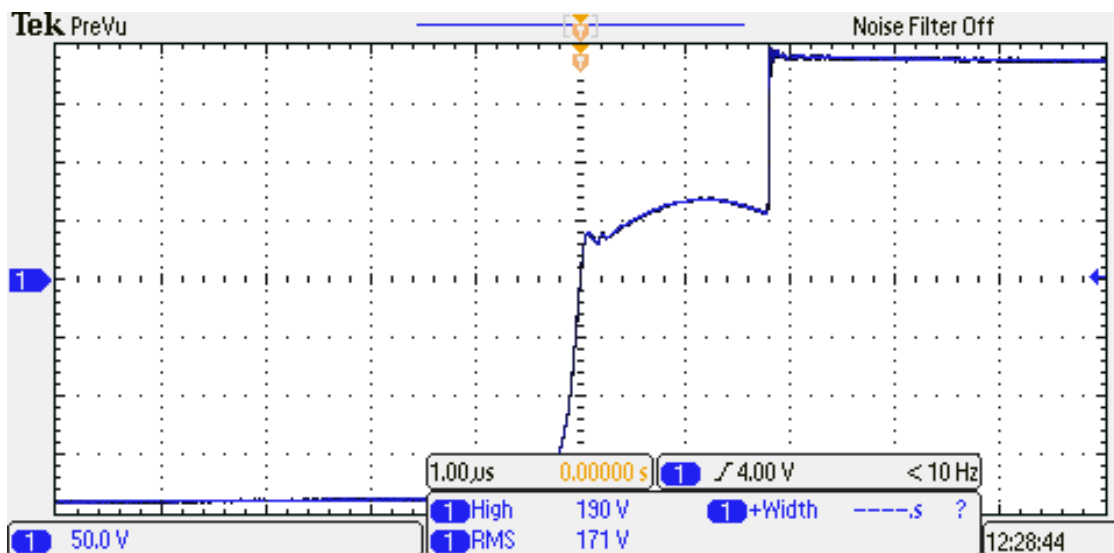
Obr. 32: Detail sestupné hrany napětí  $u_{DS}$  na výkonovém tranzistoru T<sub>4</sub> („dolní“)

Na obr. 33 je zobrazeno primární napětí  $u_1$  výkonového impulsního transformátoru, které dosahuje  $u_1 = 189$  V.



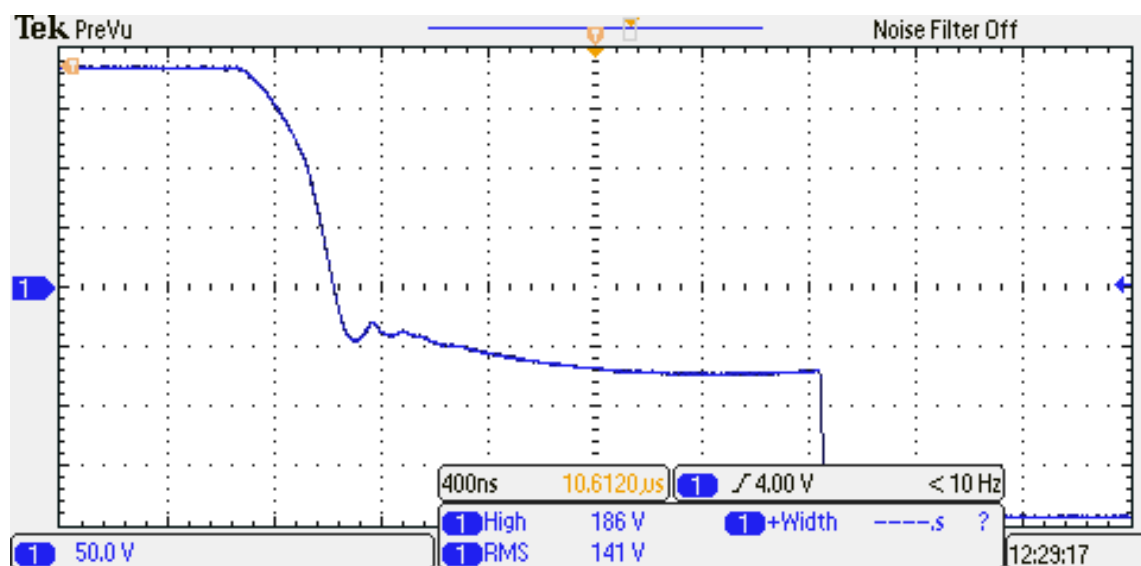
Obr. 33: Primární napětí  $u_1$  výkonového impulsního transformátoru

Na obr. 34 je zobrazena náběžná hrana primárního napětí  $u_1$  výkonového impulsního transformátoru.



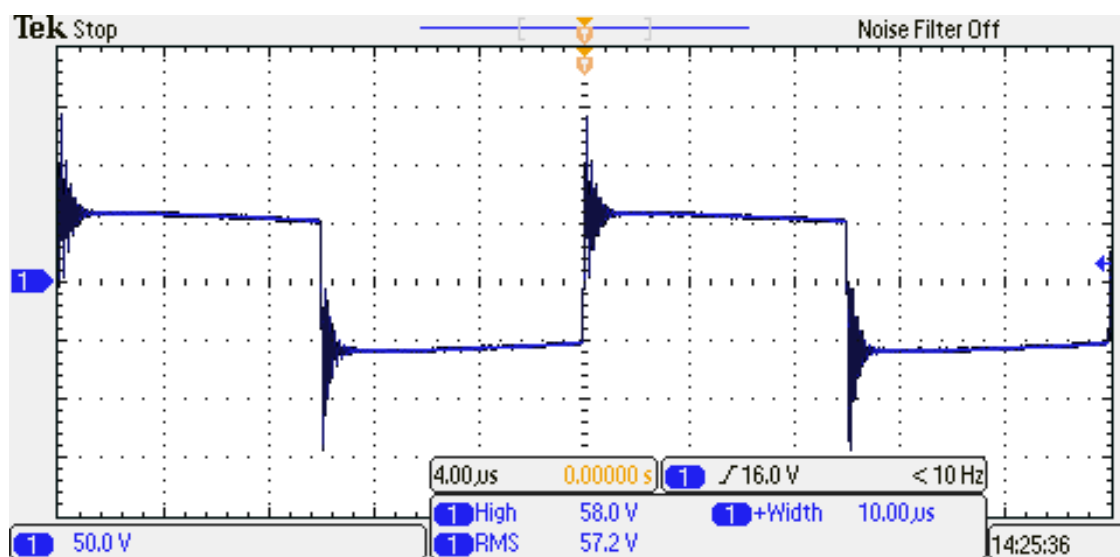
Obr. 34: Náběžná hrana primárního napětí  $u_1$  výkonového impulsního transformátoru

Na obr. 35 je zobrazena sestupná hrana primárního napětí  $u_1$  výkonového impulsního transformátoru.



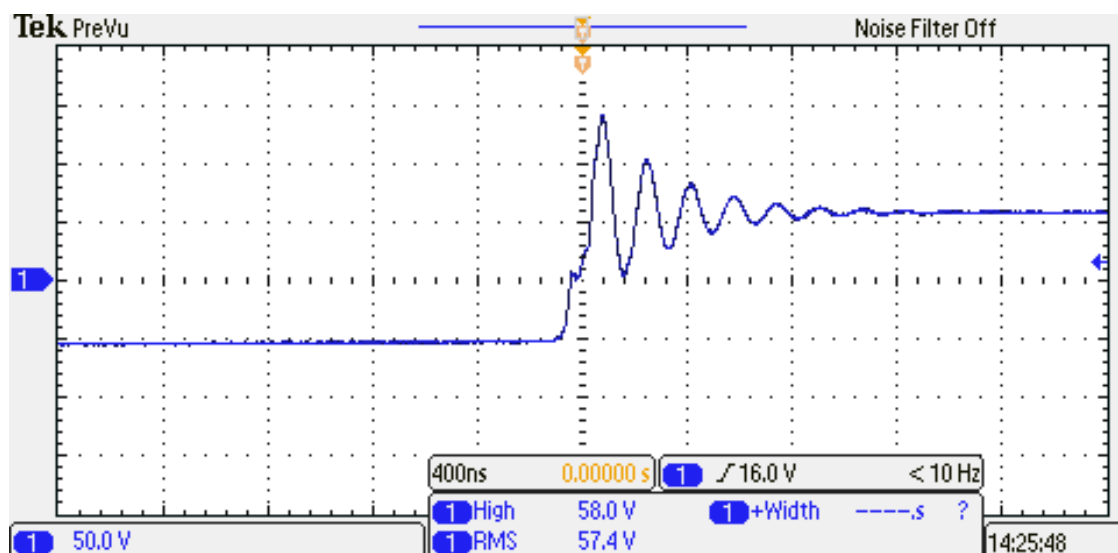
Obr. 35: Sestupná hrana primárního napětí  $u_1$  výkonového impulsního transformátoru

Na obr. 36 je zobrazeno sekundární napětí  $u_2$  výkonového impulsního transformátoru, které dosahuje  $u_2 = 60$  V.



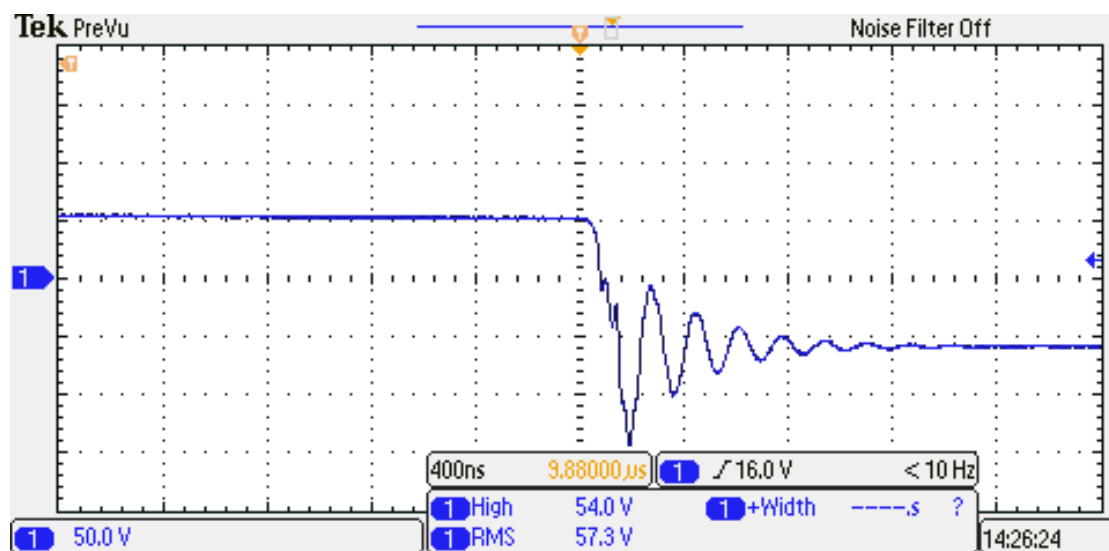
Obr. 36: Sekundární napětí  $u_2$  výkonového impulsního transformátoru

Na obr. 37 je zobrazena náběžná hrana sekundárního napětí  $u_2$  výkonového impulsního transformátoru.



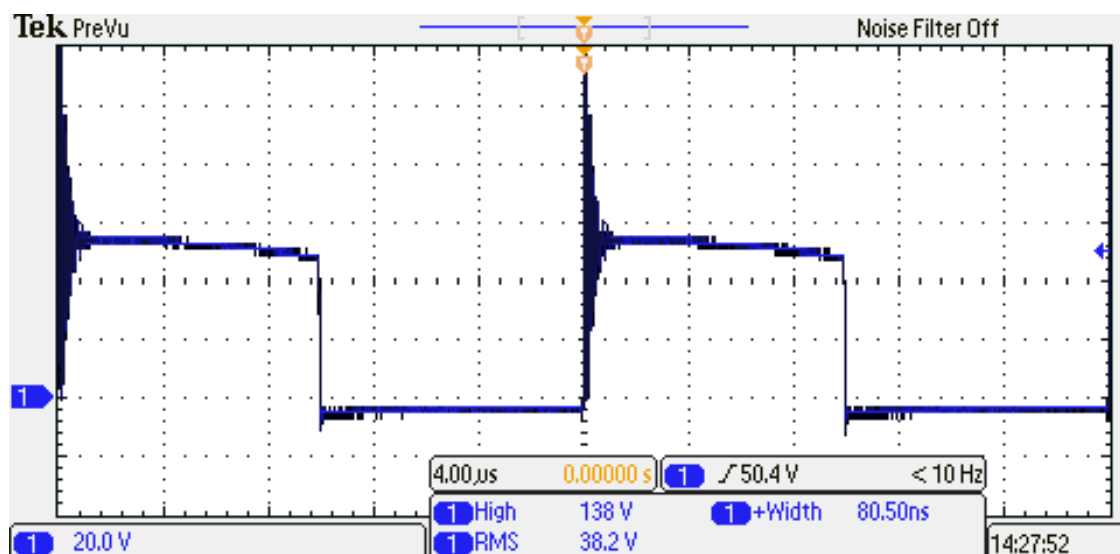
Obr. 37: Náběžná hrana sekundárního napětí  $u_2$  výkonového impulsního transformátoru

Na obr. 38 je zobrazena sestupná hrana sekundárního napětí  $u_2$  výkonového impulsního transformátoru.



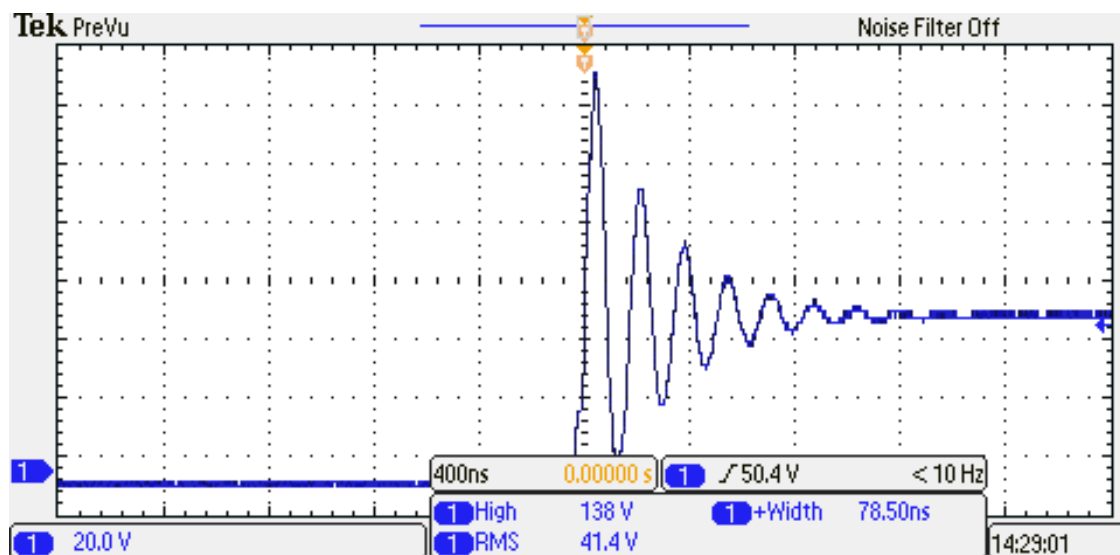
Obr. 38: Sestupná hrana sekundárního napětí  $u_2$  výkonového impulsního transformátoru

Na obr. 39 je zobrazen průběh napětí na sekundární usměrňovací diodě  $D_5$ , kde napětí v závěrném směru dosahuje  $u_{KA} = 56$  V a překmit dosahuje až 138 V.



Obr. 39: Napětí na sekundární nulové diodě  $D_6$

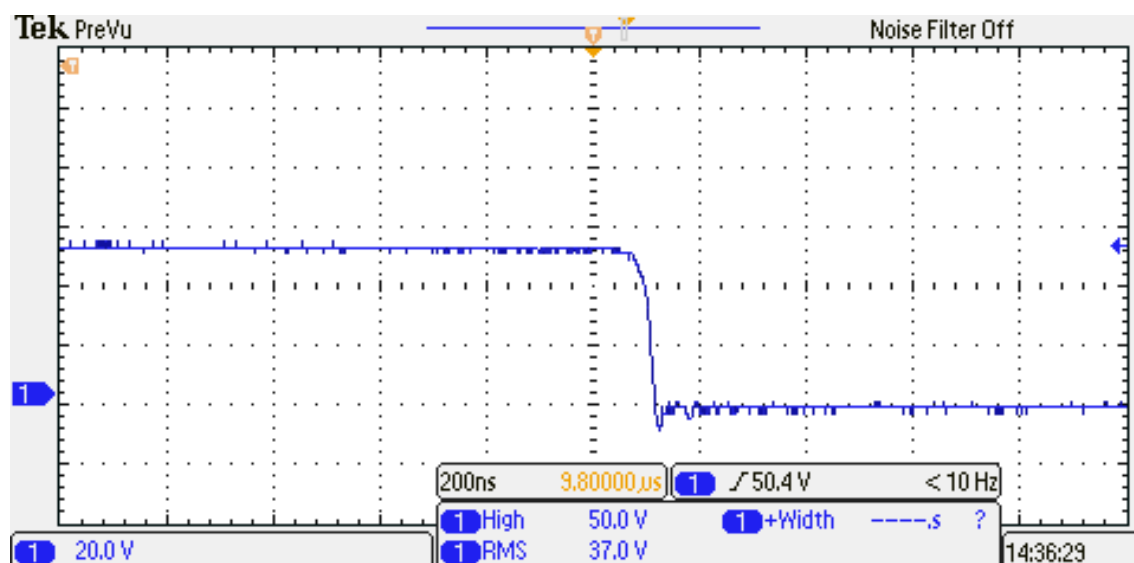
Na obr. 40 je zobrazen detail náběžné hrany napětí a překmitu na sekundární nulové diodě  $D_6$ .



Obr. 40: Detail náběžné hrany napětí na sekundární nulové diodě  $D_6$

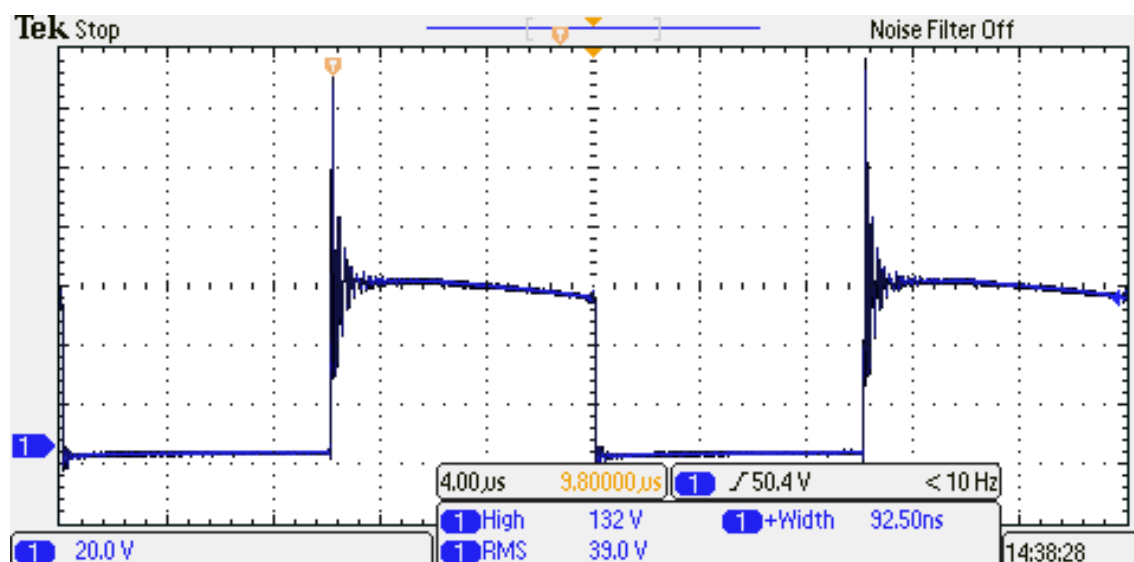


Na obr. 41 je zobrazen detail sestupné hrany napětí na sekundární nulové diodě  $D_6$ .



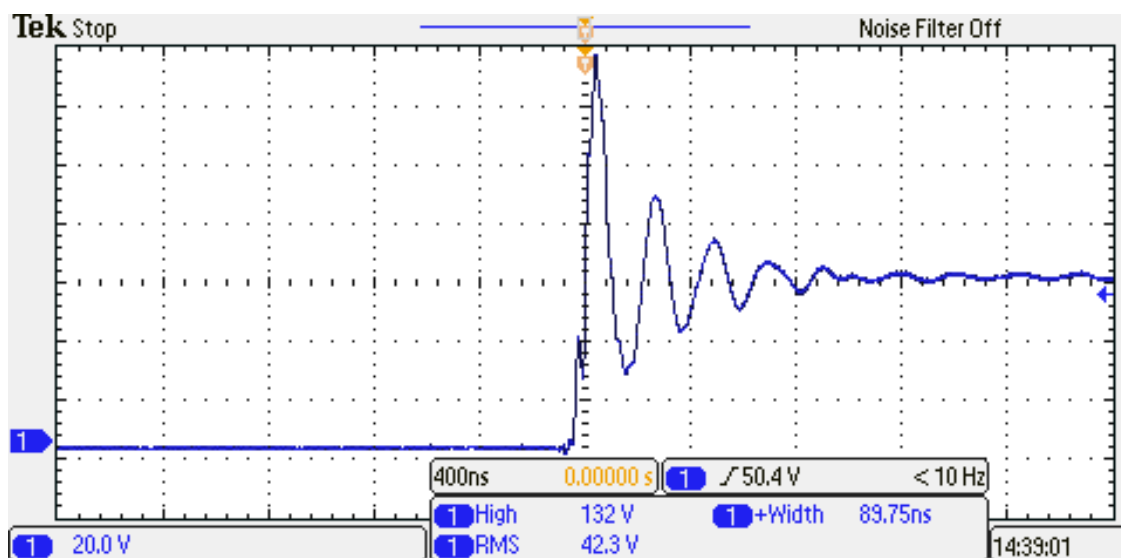
Obr. 41: Detail sestupné hrany napětí na sekundární nulové diodě  $D_6$

Na obr. 42 je zobrazen průběh napětí na sekundární usměrňovací diodě  $D_5$ , kde napětí v závěrném směru dosahuje  $u_{KA} = 60 \text{ V}$  a překmit dosahuje až 132 V.



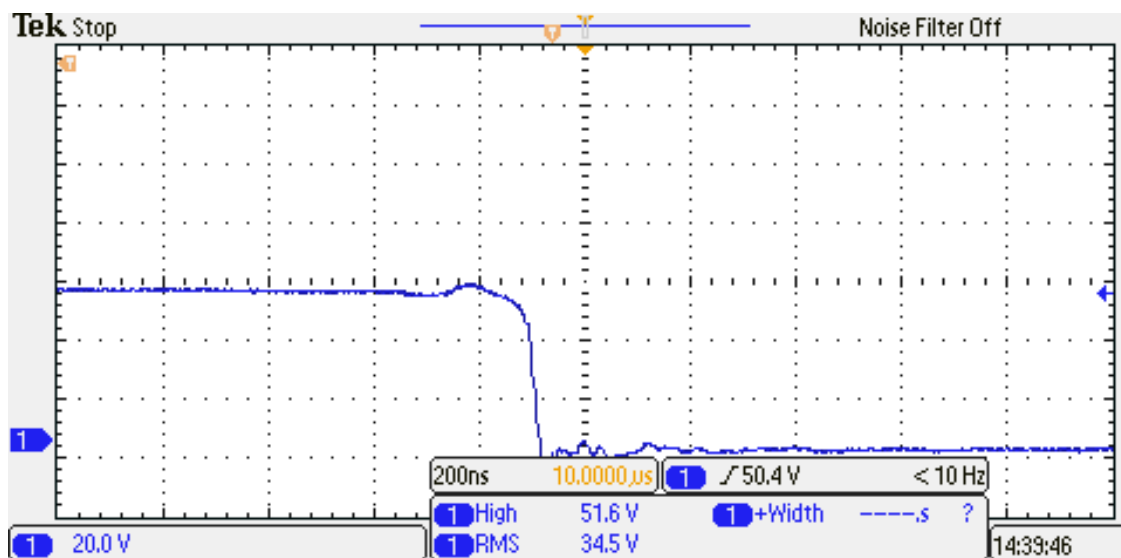
Obr. 42: Napětí na sekundární usměrňovací diodě  $D_5$

Na obr. 43 je zobrazen detail náběžné hrany napětí a překmitu na sekundární usměrňovací diodě D<sub>5</sub>.



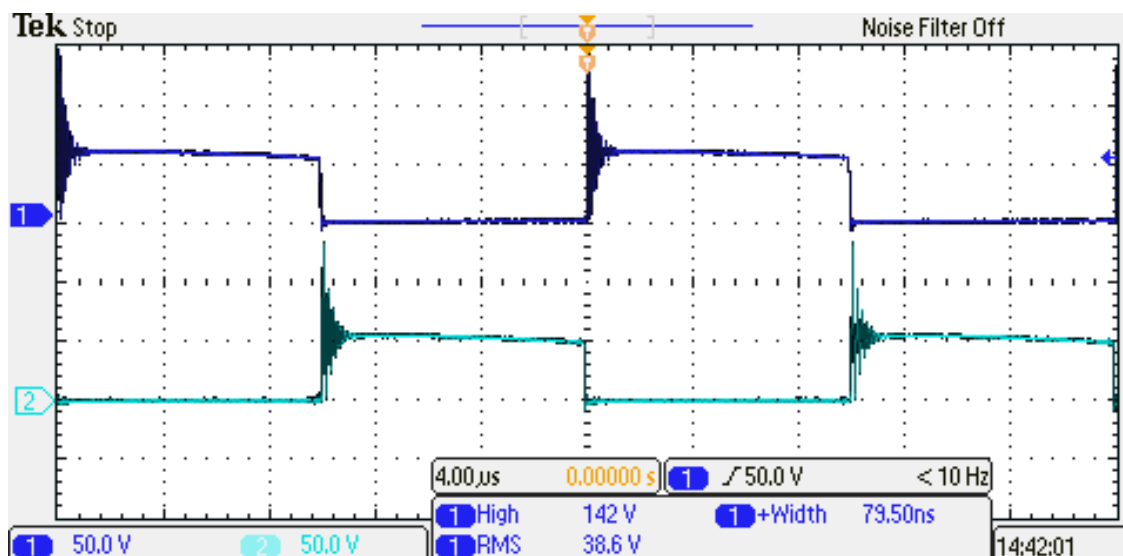
Obr. 43: Detail náběžné hrany napětí na sekundární usměrňovací diodě D<sub>5</sub>

Na obr. 44 je zobrazen detail sestupné hrany napětí na sekundární usměrňovací diodě D<sub>5</sub>



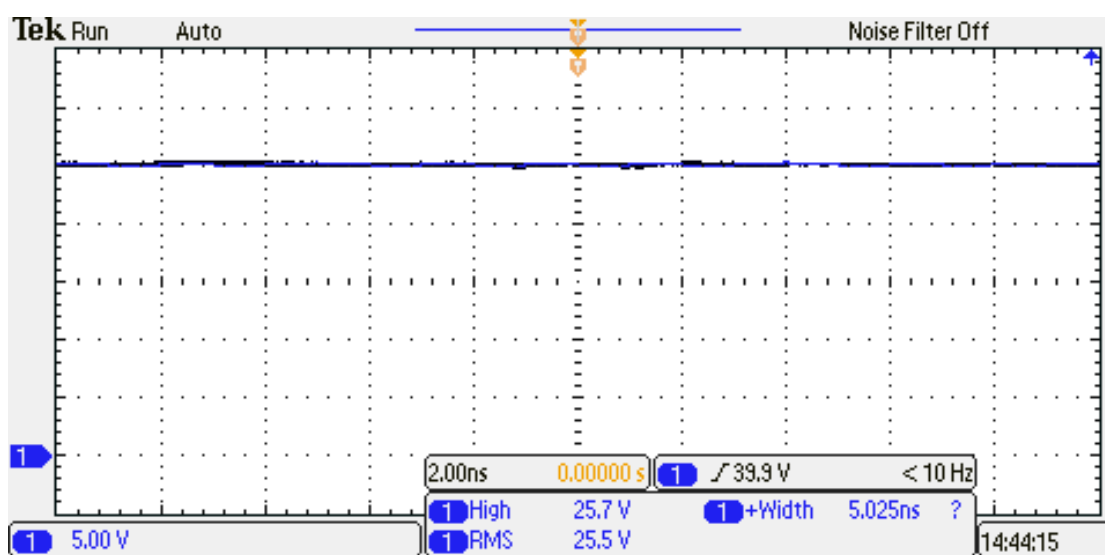
Obr. 44: Detail sestupné hrany napětí sekundární usměrňovací diodě D<sub>5</sub>

Na obr. 45 jsou dvoukanálově zobrazeny napěťové impulsy.



Obr. 45: Dvoukanálové zobrazení sekundárních napěťových impulsů

Na obr. 46 je zobrazeno výstupní napětí měniče.



Obr. 46: Výstupní napětí měniče

## 6 ZÁVĚR

Tato práce se zabývala problematikou dvojčinného propustného měniče s transformátorem. Nejprve byl v práci popsán měnič a následně byla provedena klasifikace výkonových měničů. Dále byl probrán obecný popis, popis činnost a konstrukce dvojčinného propustného měniče s transformátorem. Poté byly vysvětleny a popsány dva odlišné řídicí algoritmy tohoto měniče. Měnič je řízený prvním řídicím algoritmem. Následně byly popsány typy sekundárních usměřovačů dvojčinných propustných měničů. Pak byla popsána výkonová část měniče, která byla použita při konstrukci.

V této práci bylo hlavním úkolem navrhnout dvojčinný propustný měnič s impulsním transformátorem, který je napájen ze sítě 230 V/50 Hz. Výstupní stejnosměrné napětí lze regulovat v rozsahu 0 až 48 V a výstupní proud v rozsahu 0 až 5 A. Je zde i nastavitelné proudové omezení. Měnič bude sloužit jako výukový laboratorní přípravek. Dále byl navržen vstupní síťový napaječ, filtrační oddělovací kondenzátor, impulsní transformátor, výstupní LC-filtr. Poté byly proudově a napětově dimenzovány polovodiče a podle vypočtených hodnot byly z katalogů tyto polovodiče vybrány. Následně byl proveden návrh budiče spínacího tranzistoru, PWM modulátoru, regulační soustavy a napájecího zdroje pro tuto soustavu.

Vstupní síťový napaječ se skládá z dvoupulzního můstkového usměřovače se sběracím kondenzátorem. V této části byla probrána problematika dvoupulzního usměřovače a poté byl i navržen. Z vypočtených hodnot byl zvolen usměřovací můstek typu KBU8M a dva kondenzátory v paralelním zapojení o velikosti  $100 \mu F / 400 V$ .

K odstranění stejnosměrné složky primárního napětí byl navržen impulsní oddělovací kondenzátor  $C_1$ . Z vypočtených hodnot byl zvolen svitkový (polypropylénový) kondenzátor  $2,2 \mu F / 400 V$ .

Následně byl navržen impulsní transformátor. Z výpočtů bylo zvoleno feritové jádro ETD 39-3C90. Transformátor bude mít na primárním vinutí  $N_1 = 35$  závitů a na sekundárním  $2N_2 = 16$  závitů. To je proto, že transformátor má dvě samostatná sekundární vinutí, každé s  $N_2 = 8$  závitů. Kvůli odstranění skinefektu je použito vysokofrekvenční lanko Rupalit AWG 27. Vf. Lanko primárního vinutí má  $M_1 = 5$  dílčích vodičů a sekundární  $M_2 = 8$  dílčích vodičů.

U výstupního LC-filtru byly navrženy tlumivky  $L_A$  a  $L_B$  s feritovým jádrem a vzduchovou mezerou. Každá z tlumivek má indukčnost  $L = 2,429 mH$ . Bylo zvoleno jádro ETD 44-3C90. Bylo vypočteno, že tlumivky mají  $N = 101$  závitů, vzduchová mezera má velikost  $l_v = 0,4245 mm$  a vodič má průměr  $d_{Cu} = 1,26 mm$ . Dále byla zvolena paralelní kombinace filtračních kondenzátorů o celkové kapacitě  $C_v = 98,1 \mu F$ .

Zvlnění proudu vyšlo  $\Delta I = 0,1285 \text{ A}$  a zvlnění napětí vyšlo  $\Delta U = 3,274 \text{ mV}$ . Poté byl spočítán rezonanční kmitočet LC-filtru  $f_0 = 326,068 \text{ Hz}$ .

V části proudového a napětového dimenzování polovodičů byly z vypočtených hodnot pro spínací tranzistory vybrány tranzistory MOS-FET typu FCPF400N60, pro primární nulové diody, sekundární diody a sekundární nulové diody byly vybrány diody typu MUR1560G. Výkonové součástky mají pouzdro TO220.

Následně byl pro každý spínací tranzistor navržen budič. Budič je řešen jako jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. U budiče byla zvolena Zeyerova dioda typu BZY 24. Bylo vybráno jádro a pomocí výpočtů bylo pro transformátor vypočítáno, že primární vinutí tohoto transformátoru bude mít  $N_1 = 17$  závitů a sekundární vinutí  $N_2 = 25$  závitů. Za spínací tranzistor  $T_{01}$  byl zvolen tranzistor MOS-FET typu BS 170. Diody  $D_{Z2}$  a  $D_{Z3}$  jsou typu BZX 85. Budič umožňuje spínání tranzistorů napětím  $U_{GS} = +15 \text{ V}$  a vypínání záporným napětím  $U_{GS} = -5 \text{ V}$ .

Byl navržen PWM modulátor, který umožňuje řídit měnič pouze prvním algoritmem. Pro PWM modulátor byl použit obvod SG3525AN. Regulace výstupního proudu a napětí se provádí pomocí navržené kaskádní regulace s podřízenou smyčkou.

Poté byl navržen napájecí zdroj regulačních obvodů. Zdroj nesymetrického napětí  $++ 15 \text{ V}$  slouží k napájení regulačních obvodů a PWM modulátoru. Zdroj napájí symetrickým napětím  $\pm 15 \text{ V}$  operační zesilovače v regulačních obvodech. Pak je popsáno, jak bylo dosaženo galvanického oddělení vstupních a výstupních svorek.

Byly spočítány ztráty polovodičových součástek, ze ztrát se dále spočítal tepelný odpor chladiče a byly zvoleny příslušné chladiče.

Následně byla provedena realizace měniče. Měnič se podařilo celý oživit, ale po připojení vyšších napětí na silovou část se začal zahřívat tranzistor  $T_3$ . Čím bylo napětí vyšší tím více se tranzistor zatěžoval a rychleji se zahříval. Byla zkontrolována deska plošných spojů, zda tam nejsou studené spoje a jestli jsou dobře napájeny a nejsou poškozeny součástky. Zkoušelo se měnit i tranzistor za nový, to také nepomohlo. Dále byly odzkoušeny jiné budiče spínacích tranzistorů, jejichž parametry jsou uvedeny v kapitole 5.1 Realizace a konstrukční změny, ale s nulovým výsledkem. Možnou příčinou by mohla být špatně vyleptaná cesta od výroby, ale to je málo pravděpodobné. Takže měnič byl odzkoušen pouze do  $150 \text{ V}$  a vyšší napětí se bohužel na delší dobu nezkoušela, protože by došlo ke zničení tranzistoru a možná i jiných součástek.

Tento problém by bylo možné vyřešit nahrazením tohoto tranzistoru, jiným, který by byl předdimenzovaný. Další variantou by bylo použít velký chladič, což z nedostatku místa na desce plošných spojů nelze, proto by se mohlo použít externí chlazení tzn. ventilátor.

# LITERATURA

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika: Prezentace 1*. Brno: FEKT VUT, b.r.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. II. Měniče bez impulsního transformátoru*. Vyd. 3. Brno: Zdeněk Novotný, 2004, 107 s. ISBN 80-214-2743-4.
- [4] MIKULČÁK, Jiří. *Matematické, fyzikální a chemické tabulky pro střední školy*. 4. vyd. Praha: Prometheus, 2014. Pomocné knihy pro žáky (Prometheus). ISBN 978-80-7196-345-5.
- [5] KADLECOVÁ, Lucie. *Spínané zdroje*. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií., 2016.
- [6] STMICROELECTRONICS ELECTRONIC COMPONENTS DATASHEET. *SG2525A, SG3525A: Regulating pulse width modulators*. 2000, 12 s. Dostupné také z: <http://www.datasheetspdf.com/pdf/271379/STMicroelectronics/SG3525A/1>
- [7] FOLPRECHT, Martin. *Síťový spínaný zdroj*. Brno, 2017, 76 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.
- [8] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. I. Tepelné jevy, činný výkon*. Vyd. 3. Brno: Zdeněk Novotný, 2004, 61 s. ISBN 80-214-2742-6.

# Seznam symbolů, veličin a zkratek

| Značka            | Význam                                              | Jednotka       |
|-------------------|-----------------------------------------------------|----------------|
| $A_L$             | Konstanta feritového jádra                          | $(nH/závit^2)$ |
| $B$               | Magnetická indukce                                  | $(T)$          |
| $B_{max}$         | Maximální hodnota magnetické indukce                | $(T)$          |
| $C$               | Kapacita                                            | $(F)$          |
| C                 | Kondenzátor                                         |                |
| D                 | Dioda                                               |                |
| $d_{Cu}$          | Průměr vodiče                                       | $(m)$          |
| EMC               | Elektromagnetická kompatibilita                     |                |
| $f$               | Kmitočet                                            | $(Hz)$         |
| $f_0$             | Rezonanční kmitočet                                 | $(Hz)$         |
| $I_d, I_{stř}$    | Střední hodnota proudu                              | $(A)$          |
| $I_{ef}$          | Efektivní hodnota proudu                            | $(A)$          |
| $I_{sp}, I_{max}$ | Maximální hodnota proudu                            | $(A)$          |
| IO                | Integrovaný obvod                                   |                |
| $I_\mu$           | Magnetizační proud                                  | $(A)$          |
| $I_z$             | Výstupní proud (proud zátěže)                       | $(A)$          |
| $k_{pCu}$         | Činitel plnění ve vinutí                            | $(-)$          |
| $k_{pFe}$         | Činitel plnění v jádře                              | $(-)$          |
| $k_z$             | Činitel zatížení                                    | $(-)$          |
| L                 | Indukčnost                                          | $(H)$          |
| $l_{Fe}$          | Střední délka siločáry                              | $(m)$          |
| $L_s$             | Parazitní sériová indukčnost                        | $(H)$          |
| $l_v$             | Délka vzduchové mezery                              | $(m)$          |
| $M$               | Počet dílčích vodičů                                | $(-)$          |
| MOS-FET           | Metal oxide semiconductor – field effect transistor |                |
| $N$               | Počet závitů                                        | $(-)$          |
| P                 | Potenciometr                                        |                |
| $P_{\check{c}}$   | Činný výkon na zátěži                               | $(W)$          |
| PI                | Proporcionálně integrační (regulátor)               |                |

|                |                                                   |                   |
|----------------|---------------------------------------------------|-------------------|
| PWM            | Pulsní šířková modulace (pulse width modulation)  |                   |
| $P_{ZD}$       | Ztrátový výkon Zenerovy diody                     | (W)               |
| $P_{ztr}, P_z$ | Ztrátový výkon                                    | (W)               |
| $R_{Cu}$       | Odpor vinutí                                      | ( $\Omega$ )      |
| $R_d$          | Diferenciální odpor                               | ( $\Omega$ )      |
| $R_s$          | Parazitní sériový odpor                           | ( $\Omega$ )      |
| $s$            | Střída                                            | (—)               |
| $s_{max}$      | Maximální střída                                  | (—)               |
| $S_{Cu}$       | Průřez vodiče                                     | (m <sup>2</sup> ) |
| $S_{Fe}$       | Průřez jádra                                      | (m <sup>2</sup> ) |
| $S_j$          | Přibližný průřez jádra                            | (m <sup>2</sup> ) |
| $S_n$          | Zdánlivý výkon                                    | (VA)              |
| $S_o$          | Plocha okna                                       | (m <sup>2</sup> ) |
| $T$            | Pracovní perioda                                  | (s)               |
| T              | Tranzistor                                        |                   |
| $t_0$          | Ochranná doba (dead time, odskok)                 | (s)               |
| $t_1$          | Fázový posuv mezi spínáním tranzistoru ve větvích | (s)               |
| $t_n$          | Interval dobíjení kondenzátoru                    | (s)               |
| $t_{off}$      | Vypínací doba tranzistoru                         | (s)               |
| $t_z$          | Doba zapnutí                                      | (s)               |
| $u_1$          | Napětí na primárním vinutí                        | (V)               |
| $u_2$          | Napětí na sekundárním vinutí                      | (V)               |
| $U_{2imp}$     | Sekundární napěťové impulsy                       | (V)               |
| $U_d$          | Mezilehlé napětí                                  | (V)               |
| $U_{stř}$      | Střední hodnota napětí                            | (V)               |
| $U_{DS}$       | Napětí drain-source na tranzistoru MOS-FET        | (V)               |
| $U_{ef}$       | Efektivní hodnota napětí                          | (V)               |
| $U_{KA}$       | Závěrné napětí diody                              | (V)               |
| $U_m$          | Špičková hodnota síťového napětí                  | (V)               |
| $U_{šp}$       | Špičková hodnota napětí                           | (V)               |
| $U_p$          | Prahové napětí diody                              | (V)               |
| $U_{ss}$       | Stejnoseměrná složka napětí                       | (V)               |
| $U_z$          | Výstupní napětí (napětí na zátěži)                | (V)               |



|                       |                            |                      |
|-----------------------|----------------------------|----------------------|
| $U_{ZD}$              | Napětí na Zenerově diodě   | (V)                  |
| $\delta$              | Relativní pokles napětí    | (—)                  |
| $\delta, \delta_{Cu}$ | Hloubka vniku              | (m)                  |
| $\Delta I$            | Zvlnění proudu             | (A)                  |
| $\Delta t$            | Doba vybíjení kondenzátoru | (s)                  |
| $\Delta U$            | Zvlnění napětí             | (V)                  |
| $\mu_0$               | Permeabilita vakua         | (—)                  |
| $\mu_r$               | Relativní permeabilita     | (—)                  |
| $\rho$                | Měrný odpor                | ( $\Omega \cdot m$ ) |
| $\sigma$              | Proudová hustota           | ( $A \cdot m^{-2}$ ) |
| $\tau_\theta$         | Tepelná časová konstanta   | (s)                  |
| $\Phi$                | Magnetický tok v jádře     | (Wb)                 |

# Seznam příloh

Příloha 1 - Seznam použitých součástek (PDF)

Příloha 2 - Celkové schéma obvodů (EAGLE)

Příloha 3 - Navržená deska plošných spojů (EAGLE)

Tyto přílohy jsou uloženy na CD, které je součástí práce.